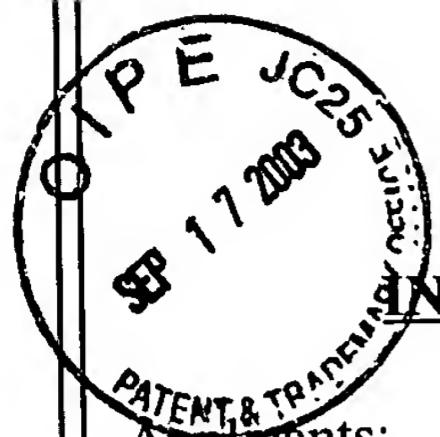


PATENT



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicants: Ki-Ho JUNG et al.

Serial No: 10/630,216

Docket: 678-1227 (P10918)

Filed: July 30, 2003

Dated: September 15, 2003

For: **TRANSMITTING/RECEIVING
APPARATUS AND METHOD FOR
REDUCING PAPR IN AN OFDM
MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

Sir:

Enclosed is a certified copy of Korean Appln. No. 44924/2002 filed on July 30, 2002 from which priority is claimed under 35 U.S.C. §119.

Respectfully submitted,

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Paul J. Farrell".

Paul J. Farrell
Registration No. 33,494
Attorney for Applicants

DILWORTH & BARRESE, LLP
333 Earle Ovington Boulevard
Uniondale, New York 11553
(516) 228-8484

CERTIFICATE OF MAILING UNDER 37 C.F.R. § 1.8 (a)

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as first class mail, postpaid in an envelope, addressed to the: Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on September 15, 2003.

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Paul J. Farrell".

Dated: September 15, 2003

Paul J. Farrell

대한민국특허청
KOREAN INTELLECTUAL
PROPERTY OFFICE

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출원번호 : 10-2002-0044924
Application Number

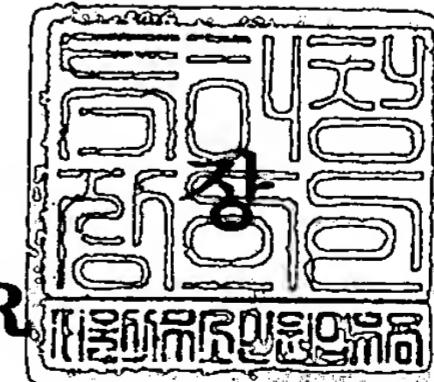
출원년월일 : 2002년 07월 30일
Date of Application JUL 30, 2002

출원인 : 삼성전자주식회사
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2003 년 07 월 29 일

특 허 청
COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0003
【제출일자】	2002.07.30
【국제특허분류】	H03C
【발명의 명칭】	직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서 피크전력 대 평균전력 비의 감소를 위한 송/수신장치 및 방법
【발명의 영문명칭】	TRANSCEIVER FOR THE PAPR REDUCTION IN OFDM COMMUNICATION SYSTEM AND THE METHOD
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	1999-006038-0
【발명자】	
【성명의 국문표기】	정기호
【성명의 영문표기】	JUNG,Ki Ho
【주민등록번호】	681003-2350215
【우편번호】	121-020
【주소】	서울특별시 마포구 신공덕동 삼성아파트 106동 1703호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	유홍균
【성명의 영문표기】	RYU,Heung Gyooun
【주민등록번호】	590710-1026226
【우편번호】	360-811
【주소】	충청북도 청주시 상당구 용암동 2095 현대1차아파트 102동 404호
【국적】	KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 윤성렬
 【성명의 영문표기】 YUN, Sung Ryu
 【주민등록번호】 750708-1389913
 【우편번호】 367-900
 【주소】 충청북도 괴산군 증평읍 대동 27-1
 【국적】 KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 진병일
 【성명의 영문표기】 JIN, Byoung Il
 【주민등록번호】 760318-1411311
 【우편번호】 330-930
 【주소】 충청남도 천안시 봉명동 37-23
 【국적】 KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 김인배
 【성명의 영문표기】 KIM, In Bae
 【주민등록번호】 780507-1411212
 【우편번호】 330-170
 【주소】 충청남도 천안시 성정동 724-16
 【국적】 KR

【취지】

특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대리인
 이건주 (인)

【수수료】

【기본출원료】	20	면	29,000 원
【가산출원료】	27	면	27,000 원
【우선권주장료】	0	건	0 원
【심사청구료】	0	항	0 원
【합계】			56,000 원

【요약서】**【요약】**

본 발명은 직교 주파수 분할 다중화 통신 시스템에서, 피크전력 대 평균전력 비의 저감을 위하여 상보 시퀀스(complementary sequence)를 이용함으로서 피크전력 대 평균전력 비를 3dB로 제한시키면서 부호율(code rate)을 기존 블록 코딩 방법보다 2배 향상시키는 블록 코딩 장치 및 방법을 제안한다. 이로 인해, 스펙트럼 효율이 2배로 개선되면서 기존의 에러 정정 능력이 그대로 보존되고, 수신기에서 신호를 더 쉽게 복원할 수 있도록 하였다.

【대표도】

도 1

【색인어】

OFDM, PAPR, IFFT, FFT, 부반송파, 블록코딩, 부호율(code rate), 스펙트럼 효율

【명세서】**【발명의 명칭】**

직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서 피크전력 대 평균전력 비의 감소를 위한 송/수신장치 및 방법{TRANSCEIVER FOR THE PAPR REDUCTION IN OFDM COMMUNICATION SYSTEM AND THE METHOD}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템의 송신장치 구조를 도시하고 있는 도면.

도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템의 수신장치 구조를 도시하고 있는 도면.

도 3은 종래 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호를 시간축 상에서 보이고 있는 파형의 일 예.

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호를 시간축 상에서 보이고 있는 파형의 일 예.

도 5는 종래 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호 궤적의 일 예를 보이고 있는 도면.

도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호 궤적의 일 예를 보이고 있는 도면.

도 7은 종래 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호를 시간축 상에서 보이고 있는 파형의 다른 예.

도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호를 시간축 상에서 보이고 있는 파형의 다른 예.

도 9는 종래 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호 궤적의 다른 예를 보이고 있는 도면.

도 10은 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호 궤적의 다른 예를 보이고 있는 도면.

도 11은 본 발명의 실시 예를 적용할 시 부반송파 수에 따른 최대 코딩율을 그래프로서 보이고 있는 도면.

도 12는 종래 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호를 시간축 상에서 보이고 있는 파형의 또 다른 예.

도 13은 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호를 시간축 상에서 보이고 있는 파형의 또 다른 예.

도 14는 종래 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호 궤적의 또 다른 예를 보이고 있는 도면.

도 15는 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용한 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 직교주파수분할다중화 신호 궤적의 또 다른 예를 보이고 있는 도면.

도 16은 본 발명의 실시 예에 의해 블록 코딩한 직교주파수분할다중화 신호에 있어 CCDF(N=8)의 일 예를 보이고 있는 도면.

도 17은 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용한 송신장치의 구성을 도시하고 있는 도면.

도 18은 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용한 수신장치의 구성을 도시하고 있는 도면.

도 19a 내지 도 19d는 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩을 적용할 시 직교주파수분할 다중화 신호의 시간축 파형의 예들을 보이고 있는 도면.

도 20은 본 발명의 실시 예에 따른 에러 정정을 처리하기 위한 구성(FEC)을 도시한 도면.

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<21> 본 발명은 직교주파수분할다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 이하 'OFDM'이라 칭함) 방식의 이동통신시스템에서 블록 코딩을 사용하는 송/수신장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 다중 부반송파로 인한 높은 피크전력 대 평균전력 비(Peak-to-Average Power Ratio, 이하 'PAPR'이라 칭함)를 감소시키는 블록 코딩을 사용하는 송/수신장치 및 방법에 관한 것이다.

<22> 통상적으로 OFDMA 방식은 시간분할접속(Time Division Access)과 주파수분할접속(Frequency Division Access) 기술을 결합하는 2차원 접속 방식으로 정의할 수 있다. 따라서,

상기 OFDMA 방식에 의한 데이터를 전송함에 있어 각각의 OFDMA 심볼은 부반송파(sub-carrier)에 나뉘어 실려 소정의 부채널(sue-channel)로 묶여져 전송된다.

<23> 이러한, 상기 OFDM 방식은 부채널의 스펙트럼이 상호 직교성을 유지하면서 서로 중첩되어 있어 스펙트럼 효율이 좋고, OFDM 변복조가 역고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform, 이하 'IFFT'라 함)과 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform, 이하 'FFT'라 함)에 의해 구현되기 때문에 변/복조부의 효율적인 디지털 구현이 가능하다. 또한, 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 간섭에 대해 강건해 현재 유럽 디지털 방송의 전송과 IEEE 802.11a, IEEE 802.16a 및 IEEE 802.16b 등 대용량 무선 통신 시스템의 규격으로 채택되어 있는 고속의 데이터 전송에 효과적인 기술이다.

<24> 그러나, 상기 OFDM 방식을 채택하는 통신시스템은 여러 반송파들을 이용하여 데이터를 전송하므로 최종 OFDM 신호의 진폭 크기가 각 반송파들의 진폭 크기의 합으로 나타날 수 있다. 이로 인해, 각 반송파들의 위상이 일치한다면, 매우 높은 피크전력 대 평균전력(Peak to Average Power Ratio, 이하 'PAPR'이라 칭함)을 갖게 된다.

<25> 통상적으로 통신시스템에서는 매우 높은 PAPR을 갖는 경우, 증폭기의 선형 동작 범위를 벗어나게 되고 증폭기를 통과한 신호는 왜곡이 생기게 되는 문제점이 발생한다. 따라서, 상기 OFDM 방식을 사용하는 통신시스템에서 전송되는 OFDM 신호는 각 반송파들의 위상차에 따라 진폭의 변화량이 일정치 않게 된다. 또한, 동작점이 증폭기의 최대 출력으로부터 점점 떨어지는 백-오프(Back-off)가 발생되어 상기 증폭기의 효율 저하 및 높은 전력소모가 발생하게 된다. 이와 같이, 상기 PAPR이 높은 신호는 선형증폭기의 효율을 나쁘게 할 뿐만 아니라 비선형 증폭기에서는 동작점을 비선형 영역에 들어서게 하여 반송파들간의 상호 변조와 인접 주파수 대역으로의 스펙트럼 방사를 일으키게 된다.

<26> 한편, 전술한 바와 같은 문제점들을 해결하기 위해 높은 PAPR을 낮추기 위한 여러 가지 기술들이 제안되고 있다. 그 중, 신호의 왜곡을 피하기 위하여 전력 증폭기의 비선형 특성과 역(inverse) 함수 특성을 갖는 전치 왜곡기(pre-distorter)를 부가하여 전체적으로 선형 특성이 되도록 하는 방법이 있다. 또한, 비선형 증폭기에서 동작점을 백-오프(back-off)를 하여 선형 영역에서 동작하게 하는 방법이 있다. 하지만, 이들 방법들은 높은 주파수대역에서 회로구성이 복잡해지거나, 전력 효율의 저하를 유발할 뿐만 아니라, 가격이 상승하게 되는 문제점을 가진다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<27> 따라서, 상기한 바와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 목적은 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템에서 상보 시퀀스(complementary sequence)를 이용하여 피크전력 대 평균전력 비를 저감시키는 블록 코딩 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<28> 본 발명의 다른 목적은 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템에서 다중 부반송파에 의한 피크전력 대 평균전력 비를 일정크기(3dB)로 제한시키면서 부호율을 향상시켜서 스펙트럼 효율을 개선시키는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<29> 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제1견지에 있어, 본 발명은 송신하고자 하는 데이터를 직/병렬 변환하고, 상기 병렬 변환한 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})에 대해 블록 코딩을 수행하는 복수의 엔코더들(t)을 구비하는 직교주파수분할다중 방식의 이동통신시스템의 송신장치에서 복수($N=2^r$)의 부반송파들을 통해 송신되는 신호의 피크전력 대 평균전력 비를 감소시키는 방법에서, 상기 병렬 변환된 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})의 일부 또는 전부를 입력하여

상기 블록 코딩을 통해 상보 시퀀스가 출력되도록 하는 적어도 하나의 지시자 비트(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 생성하는 과정과, 상기 병렬 변환된 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})과 함께 상기 적어도 하나의 지시자 비트(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 상기 복수의 엔코더들에 동일한 수($2^r/t$)로 분배하여 상기 블록 코딩을 수행하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

<30> 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제2견지에 있어, 본 발명은 송신하고자 하는 데이터를 직/병렬 변환하는 직/병렬 변환부기를 구비하는 직교주파수분할다중 방식의 이동통신시스템의 송신장치에서 복수($N=2^r$)의 부반송파들을 통해 송신되는 신호의 피크전력 대 평균전력비를 감소시키는 장치에서, 상기 병렬 변환된 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})의 일부 또는 전부를 입력하여 블록 코딩을 통해 상보 시퀀스가 출력되도록 하는 적어도 하나의 지시자 비트(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 생성하는 지시자 생성부와, 상기 병렬 변환된 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})과 함께 상기 적어도 하나의 지시자 비트(k_{r+3}, \dots, k_{2r})가 동일한 수($2^r/t$)로 분배되어 입력되고, 상기 입력에 대해 상기 블록 코딩을 수행하는 복수의 엔코더들을 포함함을 특징으로 한다.

<31> 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제3견지에 있어, 본 발명은 복수($N=2^r$)의 부반송파를 통해 수신되는 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 적용함으로서 얻어지는 상보 시퀀스들을 직/병렬 변환하고, 상기 병렬 변환된 상보 시퀀스들을 동일한 비율로 복수의 디코더들로 분배함으로서 경판정 디코딩을 수행하는 직교주파수분할다중 방식의 이동통신시스템의 수신장치에서 상기 경판정 디코딩을 통해 출력되는 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2r})로부터 데이터를 복조하는 방법에서, 상기 경판정 디코딩을 통해 출력되는 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2r})의 일부를 입력하여 상기 경판정 디코딩을 통해 출력되는 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2r}) 중 적어도 하나의 부가

정보 데이터(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 선별하는 과정과, 상기 경판정 디코딩을 통해 출력되는 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2r}) 중 상기 선별된 부가 정보 데이터(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 제거함으로서 정보 데이터(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})를 출력하는 과정과, 상기 정보 데이터(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})로부터 원 데이터를 복조하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

<32> 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제4견지에 있어, 본 발명은 복수($N=2^r$)의 부반송파를 통해 수신되는 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 적용함으로서 얻어지는 상보 시퀀스들을 직/병렬 변환하는 직/병렬 변환기를 구비하는 직교주파수분할다중 방식의 이동통신시스템의 수신장치에서 데이터를 복조하는 장치에서, 상기 병렬 변환된 상보 시퀀스들이 동일한 비율로 분배되어 입력되고, 상기 입력에 대해 경판정 디코딩을 수행하는 복수의 디코더들과, 상기 복수의 디코더들로부터의 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2r}) 중 적어도 하나의 부가 정보 데이터(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 선별하고, 상기 경판정 디코딩을 통해 출력되는 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2r})로부터 상기 선별한 부가 정보 데이터(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 제거함으로서 정보 데이터(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})를 출력하는 지시자 제거부와, 상기 정보 데이터(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})로부터 원 데이터를 복조하는 디-맵퍼를 포함함을 특징으로 한다.

【발명의 구성 및 작용】

<33> 이하 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 설명하면 다음과 같다.

<34> 후술될 상세한 설명에서는 상술한 기술적 과제를 이루기 위해 본 발명에 있어 한 개의 대표적인 실시 예를 제시할 것이다. 그리고 본 발명으로 제시될 수 있는 다른 실시 예들은 본 발명의 구성에서 설명으로 대체한다.

<35> 본 발명은 직교 주파수 분할 다중화 무선 통신 시스템에서 PAPR 감소를 위해 새로운 블록 코딩 방법을 제안한다. 기존의 블록 코딩 방법은 전체 부호어(code word)중에서 PAPR이 낮은 부호어를 선택해서 전송하는 방법이다. 많은 연구결과, 낮은 PAPR을 갖는 부호어(code word)의 대부분이 상보 시퀀스인 Golay complementary 시퀀스라는 것을 알게 되었고, 이 사실을 이용하여 G-matrix와 b-vector를 사용하여 데이터를 간단하게 complementary 시퀀스로 만든다. 데이터를 Golay complementary 시퀀스로 변환시키면 PAPR이 3dB로 제한되고 여러 정정까지 가능해 진다. 상기 블록 코딩 방법은 유럽의 MAGIC WAND 시스템에 사용되었다.

<36> 그런데, 부호율이 $\frac{w}{2^{w-1}}$ 로써 문자인 w개의 정보어(information word)를 보내기 위하여 $2w-1$ 개의 코드어를 전송해야 되므로 결국 실제 전송하는 정보어는 줄어들게 된다. 그러므로 정보어가 커질수록 부호율이 매우 낮아져 스펙트럼 효율이 저하되는 문제점을 가지고 있다.

<37> 이 부호율을 유지하기 위하여 부반송파 개수가 많을 때, 여러 개의 블록 코딩을 하는 인코더 블록을 사용하는 방법이 있는데 PAPR이 6dB 이상으로 증가한다.

<38> 본 발명은, 두 개의 인코더를 사용하면서도, PAPR을 3dB로 제한되고 블록 부호율은 기존 블록 코딩 방법에 비해 2배인 $\frac{w}{2^{w-2}}$ 가 되게 하는 새로운 블록 코딩을 이용한 PAPR 저감 기술이다. 제안 방식은 또한, 기존 블록 코딩 방식의 여러 정정 능력을 그대로 보존할 수 있다.

<39> 본 발명의 실시 예를 상세히 설명하기 전에 여러 개의 엔코더 블록들을 사용하면 PAPR이 증가하고 여러 정정 능력이 떨어짐에 대해 살펴보면 다음과 같다.

<40> 복소 기저대역 OFDM 심볼은 하기 <수학식 1>과 같이 표현될 수 있다.

<41> **【수학식 1】**
$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n t / T_s}, \quad 0 \leq t \leq T_s$$

<42> 여기서, X_n 는 복소 데이터 심볼, N 은 부반송파의 개수, T_s 는 OFDM 심볼 구간이다.

<43> 그리고, PAPR(Peak to Average Power Ratio)은 하기 <수학식 2>와 같이 정의된다.

<44> **【수학식 2】**
$$PAPR = 10 \log_{10} \frac{P_{peak}}{P_{av}} \text{ [dB]}$$

<45> 여기서, P_{peak} 는 최대 전력, P_{av} 는 평균 전력을 의미한다.

<46> 상기 최대 전력 P_{peak} 와 상기 평균 전력 P_{av} 는 하기 <수학식 3>과 하기 <수학식 4>와 같이 정의한다.

<47> **【수학식 3】**
$$P_{peak} = \max |x(t)|^2 = |NA|^2$$

<48> **【수학식 4】**
$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt = NA^2$$

<49> 결과적으로, 이론상의 최대 PAPR 값은 하기 <수학식 5>와 같다.

<50> **【수학식 5】**
$$PAPR_{max} = 10 \log_{10} N \text{ [dB]}$$

<51> 그런데, 상보 시퀀스로 구성되는 다중반송파 신호는 다음과 같은 성질에 의해서 3dB보다 같거나 작은 PAPR을 갖는다.

<52> 상기 상보 시퀀스는 전력 스펙트럼(power spectrum)도 상보(complementary) 특성을 갖는다. 주파수 영역에서 상보(complementary) 쌍 A_N 과 B_N 의 전력 스펙트럼을 $|x_{A_N}(t)|^2$ 와 $|x_{B_N}(t)|^2$ 이라고 하면, 시간영역에서 $|x_{A_N}(t)|^2$ 의 최대 피크 전력(P_{peak})은 하기 <수학식 6>으로 정의된다.

<53>

$$\begin{aligned}
 P_{\text{peak}} &= \max_t |x_{A_N}(t)|^2 \\
 &\leq \max_t \{|x_{A_N}(t)|^2 + |x_{B_N}(t)|^2\} \\
 &= \max_t F\{R_{X_N}(n) + R_{Y_N}(n)\} \\
 &= \max_t F\{2NA^2\delta_n\} \\
 &= 2NA^2
 \end{aligned}$$

【수학식 6】

<54>

여기서, $F\{\cdot\}$ 는 푸리에(Fourier) 변환이고, $R_{X_N}(n)$ 은 $X_N = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ 의 비주기 자

기 상관함수를 의미한다.

<55>

상기 비주기 자기 상관함수 $R_{X_N}(n)$ 은 하기 <수학식 7>과 같이 정의된다.

<56>

$$R_{X_N}(n) = \sum_{i=0}^{N-1-n} x_i x_{i+n}^*$$

【수학식 7】

<57>

여기서, '*'은 복소공액이며, δ_n 는 Dirac 델타 함수이다.

<58>

상기 Dirac 델타 함수 δ_n 는 하기 <수학식 8>로서 정의된다.

<59>

$$\delta_n = \begin{cases} 1, & \text{for } n=0, \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases}$$

【수학식 8】

<60>

따라서, 상기 PAPR은 하기 <수학식 9>와 같다.

<61>

$$\text{PAPR} \leq 10 \log_{10} \frac{2NA^2}{NA^2} = 3 \text{ [dB]}$$

【수학식 9】

<62>

부반송파의 수가 많을 때, 부호율을 그대로 유지하면서 PAPR을 줄이는 한가지 방법은 상기한 바와 같이 m 개의 작은 엔코더, EN/m (Encoder: GN/m , bN/m 으로 구성, N : 부반송파 개수) 블록을 사용하는 것이다. 예를 들어, $N=8$ 인 OFDM 통신시스템일 때, 두 개의 엔코더들을 사용한

다면, 각 엔코더들의 부호율은 $R = \frac{w}{2^{w-1}} = \frac{w}{N/2} = \frac{3}{2^{3-1}} = \frac{3}{4}$ 이 된다. 따라서, 부반송파 개수

$N=2 \times 4=8$ 인 OFDN 통신시스템의 최대 PAPR은 하기 <수학식 10>과 같다.

<63> 【수학식 10】 $PAPR_{max} = 3 + 10 \log_{10} 2 = 6 [dB]$

<64> 일반적으로, $N = m \times 2^{w-1}$ 이고, $R = w/2^{w-1}$ 일 때, 최대 PAPR은 하기 <수학식 11>과 같다.

<65> 【수학식 11】 $PAPR_{max} = 3 + 10 \log_{10} m [dB]$

<66> 여기서, m 은 엔코더의 개수이다.

<67> 전술한 예에서 볼 수 있는 것처럼, 여러 개의 엔코더 블록들을 사용하면, PAPR이 증가하고 에러 정정 능력도 떨어진다.

<68> 그러나, 본 발명은 N 개의 부반송파들을 사용하는 OFDM 통신시스템에서 1개의 엔코더, EN 블록을 사용하지 않고, 2개의 $E_{N/2}$ 블록을 사용할 때 상기 <수학식 11>처럼 6dB가 될 것을 3dB로 감소시키고, 에러 정정 능력을 그대로 유지시키는 방법이다. 또한, BPSK 변조방식의 경우, 기존의 블록코딩 방식에 비하여 부호율을 $R = \frac{w}{N} = \frac{w}{2^{w-1}}$ 에서 $\frac{w}{2^{w-2}}$ 로 2배 향상시킨다.

<69> 이하 본 발명의 실시 예들을 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명하면 다음과 같다.

<70> 1. $N=8$, BPSK 변조일 때

<71> 1.1 제안한 블록 코딩 방식을 적용한 송신장치

<72> 도 1은 본 발명의 실시 예에 있어 BPSK 변조 방식이고 부반송파 개수가 8($N=8$)일 때의 송신기 구조를 도시하고 있는 도면이다.

<73> 상기 도 1을 참조하면, 입력된 데이터는 맵퍼(110)를 통하여 변조되어 직/병렬 변환기(S/P)(112)로 입력된다. 상기 직/병렬 변환기(112)는 입력되는 변조 데이터를 5개의 출력을 통해 병렬로 출력한다. 한편, 상기 직/병렬 변환기(112)로부터의 병렬 출력 데이터들 중 일부는 제1엔코더(116)로 입력되며, 나머지 병렬 출력 데이터들은 제2엔코더(118)로 입력된다. 상기 제1엔코더(116)와 상기 제2엔코더(118) 각각은 상기 입력되는 병렬 출력 데이터들에 대해 블록 코딩을 수행한다. 상기 제1엔코더(116)와 상기 제2엔코더(118)의 부호율 $R = \frac{w}{2^{w-1}} = \frac{w}{N/2} = \frac{3}{2^{3-1}} = \frac{3}{4}$ 이다. 즉, 3개의 데이터를 입력하여 4(N/2)개의 데이터를 출력하는 E4 엔코더이다. IFFT로 입력되는 데이터들을 상보 시퀀스로 만들기 위하여, 엔코더에 입력되는 데이터 중 한 개의 데이터, k_6 은 지시자로써, $k_1 \sim k_5$ 에 의해 결정된다.

<74> 1.2 제안한 블록 코딩 방식의 지시자 정하는 방법

<75> BPSK 변조 방식이고 N=4일 때 E4 블록의 k_1, k_2, k_3 으로 구성되는 각각의 모든 입력 u 에 대하여 블록 코딩 후의 $X_1 X_2 X_3 X_4$ 로 구성되는 출력은 하기 <표 1>과 같다.

<76> 【표 1】

입력 $k_1 k_2 k_3 k_4$	출력 $X_1 X_2 X_3 X_4$	지시자
-1 -1 -1	-1 -1 -1 1	a
-1 -1 1	-1 -1 1 -1	b
-1 1 -1	-1 1 -1 -1	B
-1 1 1	-1 1 1 1	-A
1 -1 -1	1 -1 -1 -1	A
1 -1 1	1 -1 1 1	-B
1 1 -1	1 1 -1 1	-b
1 1 1	1 1 1 -1	-a

- <77> 상술한 상보 시퀀스의 특성과 같이, 낮은 PAPR을 갖는 부호어가 주어지면 그 부호어의 reverse도 낮은 PAPR을 갖고, 이진 데이터일 경우 역, M-ary일 경우 임의의 위상 회전도 낮은 PAPR을 갖는다.
- <78> 상기 <표 1>에서 지시자는 이러한 관계를 나타내며 a, b 두 종류의 독립적인 기본 지시자가 있을 때, 대문자는 소문자에 대한 reverse를 나타내고, '-'는 inverse를 나타낸다. 각각의 출력들은 길이가 4인 상보 시퀀스를 나타내며 3dB의 PAPR을 나타낸다.
- <79> BPSK 변조 방식이고, N=4이면, 기본 지시자는 a, b 두 종류가 있고, N=8이면, a, b, c, d 네 종류가 있다. BPSK 변조 방식, N=8일 경우에 부호어의 종류는 총 256($MN = 2^8$)개의 경우의 수가 있는데, 이 중에서 3dB 이하의 PAPR을 갖는 부호어는 64(=26)개이다. 하기 <표 2>는 3dB 이하의 PAPR을 갖는 부호어 64개 중에서 32(=25)개의 상보 시퀀스만을 나타낸 것이다. 기존 블록 코딩 방식을 사용하면 총 32개의 부호어 중 절반인 16(=24)개의 부호어만 사용하고 나머지 반은 상보 시퀀스이지만 사용하지 않는다.

<80> 【표 2】

$X_1 X_2 X_3 X_4$	$X_5 X_6 X_7 X_8$	지시자	$X_1 X_2 X_3 X_4$	$X_5 X_6 X_7 X_8$	지시자
-1 -1 -1 1	-1 -1 1 -1	a, b	1 -1 -1 -1	-1 -1 1 -1	A b
-1 -1 -1 1	-1 1 -1 -1	a, B	1 -1 -1 -1	-1 1 -1 -1	A, B
-1 -1 -1 1	1 -1 1 1	a, -B	1 -1 -1 -1	1 -1 1 1	A, -B
-1 -1 -1 1	1 1 -1 1	a, -b	1 -1 -1 -1	1 1 -1 1	A, -b
-1 -1 1 -1	-1 -1 -1 1	b, a	1 -1 1 1	-1 -1 -1 1	-B, a
-1 -1 1 -1	-1 1 1 1	b, -A	1 -1 1 1	-1 1 1 1	-B, -A
-1 -1 1 -1	1 -1 -1 -1	b, A	1 -1 1 1	1 -1 -1 -1	-B, A
-1 -1 1 -1	1 1 1 -1	b, -a	1 -1 1 1	1 1 1 -1	-B, -a
-1 1 -1 -1	-1 -1 -1 1	B, a	1 1 -1 1	-1 -1 -1 1	-b, a
-1 1 -1 -1	-1 1 1 1	B, -A	1 1 -1 1	-1 1 1 1	-b, -A
-1 1 -1 -1	1 -1 -1 -1	B, A	1 1 -1 1	1 -1 -1 -1	-b, A
-1 1 -1 -1	1 1 1 -1	B, -a	1 1 -1 1	1 1 1 -1	-b, -a
-1 1 1 1	-1 -1 1 -1	-A, b	1 1 1 -1	-1 -1 1 -1	-a, b
-1 1 1 1	-1 1 -1 -1	-A, B	1 1 1 -1	-1 1 -1 -1	-a, B
-1 1 1 1	1 -1 1 1	-A, -B	1 1 1 -1	1 -1 1 1	-a, -B
-1 1 1 1	1 1 -1 1	-A, -b	1 1 1 -1	1 1 -1 1	-a, -b

- <81> 본 발명에서는 두 개의 엔코더를 사용하면서도, 기존 블록 코딩 방식에서 사용하지 않는 상보 시퀀스까지 모두 사용하여 PAPR을 3dB로 저하시키기 위해서, IFFT에 입력되는 각 엔코더의 개수를 4개씩($N/2$) 나누면, 그 집합이 표 1의 출력 값 중에 하나가 되고 각각의 지시자로 표시할 수 있다. 이 결과는 $N=8$ 일 때, 3dB 이하의 PAPR을 갖는 모든 상보 시퀀스는 $N=4$ 일 때의 상보 시퀀스로 모두 표현할 수 있다는 것을 보여준다. 즉, $N=8$ 일 때 1개의 E8 블록이 아닌 두 개의 E4 블록을 사용하고, 기존 블록 코딩 방식에서 사용한 16개의 상보 시퀀스 대신 표 2의 32개의 상보 시퀀스를 모두 사용하여 부호율을 높인다.
- <82> 그러나, 곧바로 두개의 E4 블록을 사용하면 부호율이 4/8에서 6/8이 되지만, 상기 <표 2>에 있는 출력들 이외의 부호어를 발생시키게 되므로 PAPR이 3dB보다 커지게 된다. 따라서 엔코더 E4 블록에 입력되는 데이터를 본 발명의 방법을 적용하여, 엔코더에 입력되는 데이터를 조정해 엔코더의 출력 값들이 상보 시퀀스가 되도록 한다.
- <83> 본 발명은 BPSK, $N=8$ 일 때 부호율을 5/8로 하여, IFFT에 입력되는 부호어가 상기 <표 2>의 X_1, \dots, X_8 값들로만 구성되도록 하여 PAPR이 3dB 이하로 제한하게 하는 것이다.
- <84> 도 1과 같이 BPSK, $N=8$ 일 때, 상보 시퀀스를 발생시키기 위한 두 개의 엔코더 E4 블록의 입력 값, $k_1 \sim k_5$ 들은 하기 <표 3>과 같다.
- <85>

【표 3】

$k_1\ k_2\ k_3\ k_4\ k_5\ k_6$	지시자	$k_1\ k_2\ k_3\ k_4\ k_5\ k_6$	지시자
-1-1-1 -1-1 1	a, b	1-1-1 -1-1 1	A b
-1-1-1 -1 1-1	a, B	1-1-1 -1 1-1	A, B
-1-1-1 1-1 1	a, -B	1-1-1 1-1 1	A, -B
-1-1-1 1 1-1	a, -b	1-1-1 1 1-1	A, -b
-1-1 1 -1-1-1	b, a	1-1 1 -1-1-1	-B, a
-1-1 1 -1 1 1	b, -A	1-1 1 -1 1 1	-B, -A
-1-1 1 1-1-1	b, A	1-1 1 1-1-1	-B, A
-1-1 1 1 1 1	b, -a	1-1 1 1 1 1	-B, -a
-1 1-1 -1-1-1	B, a	1 1-1 -1-1-1	-b, a
-1 1-1 -1 1 1	B, -A	1 1-1 -1 1 1	-b, -A
-1 1-1 1-1-1	B, A	1 1-1 1-1-1	-b, A
-1 1-1 1 1 1	B, -a	1 1-1 1 1 1	-b, -a
-1 1 1 -1-1 1	-A, b	1 1 1 -1-1 1	-a, b
-1 1 1 -1 1-1	-A, B	1 1 1 -1 1-1	-a, B
-1 1 1 1-1 1	-A, -B	1 1 1 1-1 1	-a, -B
-1 1 1 1 1-1	-A, -b	1 1 1 1 1-1	-a, -b

<86> 상기 <표 3>에 있어 지시자로 정의한 k_6 의 값은 입력 시퀀스들간의 관계 분석에 의하여, 입력 정보 데이터 $k_1 \sim k_5$ 에 따라 지시자 생성기(Operator)에서 결정된다.

<87> 상기 지시자로 정의한 k_6 의 값은 지시자 생성기로부터 하기 <수학식 12>에 의해 결정한다.

<88> 【수학식 12】 $\mathbf{k}_6 = -\mathbf{k}_2 \cdot \mathbf{k}_3 \cdot \mathbf{k}_5$

<89> 여기서, \cdot 는 곱셈을 의미한다.

<90> 결과적으로 모든 상보 시퀀스를 사용하여 PAPR을 6dB가 아닌 3dB로 제한하고, 부호율은 한 개의 엔코더를 사용하는 종전의 블록 코딩 방식의 $5/16$ 이 아닌 $5/8$ 로 두 배 개선된다.

<91> 도 3은 부반송파의 개수 N이 8이라 가정할 때 종래 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호의 시간축 파형을 보이고 있는 도면이며, 도 4는 부반송파의 개수 N이 8이라 가정할 때 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호의 시간축 파형을 보이고 있는 도

면이다. 상기 도 3과 상기 도 4를 대비하여 볼 때, 상기 도 3에서의 파형이 시간축에서 큰 피크 값을 가짐을 확인할 수 있다. 이에 비해 본 발명에서 제안하는 두 개의 엔코더들을 사용한 블록 코딩을 적용할 시 상기 도 4에서 보여지는 바와 같이 피크 값이 제한되는 것을 확인할 수 있다.

<92> 1.3 제안한 블록 코딩 방식을 적용한 수신기

<93> 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩 방식을 적용한 수신기의 구조는 도 2에 보이고 있는 바와 같다. 상기 도 2에서 보이고 있는 바와 같이 채널을 경유함으로서 잡음이 섞인 수신 데이터는 FFT 복조를 거친 후, 두 개의 디코더들로 입력된다. 상기 디코더들은 경판정(Hard Decision)을 하는데 이는 채널을 경유하면서 섞인 잡음에 의한 에러를 정정하기 위해서다.

<94> 상기 도 2를 참조하면, 디코더들(214, 216) 각각은 FFT(212)로부터 입력되는 $4(N/2)$ 개의 데이터에서 b 벡터 $b_{N/2}$ 을 빼주고, 패리티 검사(parity-check) 행렬 $H_{N/2}^T$ 을 통해서 에러 정정을 수행한다. 상기 에러 정정은 신드롬을 이용하여 에러 패턴을 찾고, 상기 입력되는 데이터에서 상기 찾은 에러 패턴을 제거함으로써 수행된다. 상기 신드롬은 수신 데이터와 H 매트릭스(matrix)의 전치행렬을 곱했을 때 나타나는 결과로 에러가 없으면 영 행렬이 되며, 에러가 있으면 적어도 하나의 '1'을 포함한다. 또한, 상기 H 매트릭스(matrix)는 패리티 검사 매트릭스(parity-check matrix)로 $G \cdot H^T = 0$ (zero matrix)을 만족하는 행렬이다. 상기 디코더들(214, 216)로부터 디코딩된 데이터는 정보 데이터와 부가 정보 데이터를 포함한다. 상기 부가 정보 데이터는 송신장치에 의해 삽입된 적어도 하나의 지시자 비트들 의미한다. 상기 디코딩된 데이터는 지시자 제거부(218)로 입력된다. 상기 지시자 제거부(218)는 상기 디코딩된 데이터에 포함된 부가 정보 데이터인 적어도 하나의 지시자 비트를 제거하고, 나머지 데이터인 정보 데이터 k

$k_1 \sim k_5$ 만을 출력한다. 상기 지시자 제거부(218)로부터 출력되는 정보 데이터 k_1 내지 k_5 는 병/직렬 변환기(220)에 의해 직렬 데이터로 변환되어 디-맵퍼(222)에 입력된다. 상기 디-맵퍼(222)는 상기 병/직렬 변환기(220)로부터의 직렬 데이터를 원래 데이터로 복조한다.

<95> 도 5는 부반송파의 개수 N 이 8이라 가정할 때 종래 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호 궤적(constellation trajectory)을 보이고 있는 도면이며, 도 6은 부반송파의 개수 N 이 8이라 가정할 때 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호 궤적(constellation trajectory)을 보이고 있는 도면이다. 상기 도 5와 상기 도 6을 대비하여 볼 때, 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩 방식을 적용할 시 OFDM 신호가 특정 영역에 밀집되어 나타나고 있음을 알 수 있다. 또한, 전술한 본 발명의 실시 예에 따른 방식은 해밍(Hamming) 최소거리를 유지하므로 에러 정정 능력이 보존된다. 뿐만 아니라, 전술한 하드웨어 구성에서 보이고 있는 바와 같이 종래 사용되는 부호율에 비해 1/2의 부호율을 사용하는 두 개의 디코더들(214, 216)을 사용함에 따라 수신장치의 크기가 작아지기 때문에 디코딩도 쉬워진다.

<96> 2. BPSK 변조 방식에서의 일반적인 지시자 생성 방법

<97> BPSK 변조방식, $N=16$ 일 때도 상기와 같은 방법으로 두 개의 엔코더 E8을 사용하여 PAPR 을 3dB로 제한하면서 부호율을 높일 수 있다. 상기 E8 블록의 부호율은 $\frac{w}{2^{w-1}}$ 이므로 두 개 엔코더의 입력 데이터 개수는 $4 \times 2 = 8$ 이 된다. BPSK, $N=16$ 일 때 가능한 모든 부호어의 수는 총 $MN = 216$ 개가 있는데, 그 중에서 3dB 이하의 PAPR을 갖는 부호어는 29개다. 그러나, 이중에서 상보 시퀀스는 26개로 상보 시퀀스를 이용하는 블록 코딩의 최대 부호율은 6/16이다. 기존의 블록 코딩 방식은 이중에서 절반인 25개의 상보 시퀀스만을 사용한다. 3dB 이하의 PAPR 을 갖는 상보 시퀀스가 26개이므로 $k_1 \sim k_8$ 중에서 $k_1 \sim k_6$ 은 정보데이터이고, k_7 과 k_8 은 지시자로 써 하기 <수학식 13>에 의해서 결정된다.

<98>

$$\begin{aligned} \text{【수학식 13】 } & \left\{ \begin{array}{l} k_7 = k_1 \cdot k_3 \cdot k_5 \\ k_8 = -k_2 \cdot k_4 \cdot k_6 \end{array} \right. \end{aligned}$$

<99> 결과적으로, 부호율은 기준방식의 6/32가 아닌 6/16이 된다.

<100> 도 7은 부반송파의 개수 N이 16이라 가정할 때 종래 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호의 시간축 파형을 보이고 있는 도면이며, 도 8은 부반송파의 개수 N이 16이라 가정할 때 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호의 시간축 파형을 보이고 있는 도면이다. 상기 도 7과 상기 도 8을 대비하여 볼 때, 상기 도 7에서의 파형이 시간축에서 큰 피크 값을 가짐에 비해 두 개의 엔코더들을 사용한 블록 코딩을 적용하는 상기 도 4에서의 파형에서는 피크 값이 제한되는 것을 확인할 수 있다.

<101> 도 9는 부반송파의 개수 N이 16이라 가정할 때 종래 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호 궤적(constellation trajectory)을 보이고 있는 도면이며, 도 10은 부반송파의 개수 N이 16이라 가정할 때 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호 궤적(constellation trajectory)을 보이고 있는 도면이다. 상기 도 9와 상기 도 10을 대비하여 볼 때, 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩 방식을 적용할 시 OFDM 신호가 특정 영역에 밀집되어 나타나고 있음을 알 수 있다.

<102> 한편, 부반송파의 수(N)가 증가하더라도 전술한 본 발명의 실시 예에 의해 계속 확장하여 적용할 수 있다. 따라서, BPSK 변조방식일 때 적용되는 지시자 생성을 위한 일반식은 $N (=2r)$ 값에 따라 하기 <수학식 14>와 같이 일반화할 수 있다. 이때, 지시자의 개수는 $(r-2)$ 개이다.

<103>

$$\text{【수학식 14】 } k_{2r} = -k_2 \cdot k_r \cdot k_{r+2}$$

<104>

$$k_{2r-i} = k_1 \cdot k_{r-i} \cdot k_{r+1}, \quad i=1, \dots, (r-3)$$

<105>

상기 <수학식 14>를 적용함에 있어 BPSK를 변조방식으로 하고, 부반송파 개수가 N일 때 송신장치는 도 17에서 보이고 있는 구조를 가지며, 수신장치는 도 18에서 보이고 있는 구조를 가진다.

<106>

먼저, 상기 도 17을 참조하여 송신장치를 살펴보면, 송신하고자 하는 데이터는 맵퍼(1710)를 통해 변조되고, 상기 맵퍼(1710)에 의해 맵핑된 $w-(r-2)$ 개의 데이터들(k_1 내지 $k_{w-(r-2)}$)은 직/병렬 변환기(1712)에 의해 병렬 데이터로 변환된다. 상기 병렬 데이터로 변환된 데이터들(k_1 내지 $k_{w-(r-2)}$) 중 일부 또는 전부는 지시자 생성부(1714)로 제공된다. 상기 지시자 생성부(1714)는 상기 직/병렬 변환기(1712)로부터의 데이터들을 상기 <수학식 14>에 적용함으로서 적어도 한 비트의 지시자 비트를 생성한다. 상기 지시자 비트는 상기 직/병렬 변환기(1712)로부터의 정보 데이터에 대한 부가 정보 데이터의 의미를 가지며, 상기 지시자 비트 수는 부반송파의 개수($N=2^r$)에 의해 $r-2$ 로서 결정된다. 상기 지시자 생성부(1714)로부터의 부가 정보 데이터는 상기 직/병렬 변환기(1712)로부터의 정보 데이터들과 함께 복수의 엔코더들(1716, 1718)로 제공된다. 상기 도 17에서는 두 개의 엔코더들(1716, 1718)을 게시하고 있다. 상기 두 개의 엔코더들(1716, 1718)로 상기 부가 정보 데이터와 상기 정보 데이터들을 입력함에 있어 동일한 비율에 의해 분배한다. 즉, 상기 정보 데이터 k_1 내지 $k_{w/2}$ 는 제1엔코더(1716)로 입력하고, 나머지 정보 데이터 $k_{w/2+1}$ 내지 $k_{w-(r-2)}$ 와 상기 부가 정보 데이터 $k_{w-(r-3)}$ 내지 k_w 는 제2엔코더(1718)로 입력한다. 상기 제1 및 제2엔코더들(1716, 1718) 각각은 상기 입력되는 정보 데이터 또는 부가 정보 데이터에 대해 블록 코딩을 수행하여 블록 코딩된 데이터들(X_1 내지 X_N)을 출력한다, 즉, 상기 제1엔코더(1716)는 k_1 내지 $k_{w/2}$ 를 입력으로 하여 X_1 내

지 $X_{N/2}$ 를 출력하며, 상기 제2엔코더(1718)는 $k_{w/2+1}$ 내지 $k_{w-(r-2)}$ 와 $k_{w-(r-3)}$ 내지 k_w 를 입력으로 하여 $X_{N/2+1}$ 내지 X_N 을 출력한다. 상기 제1 및 제2엔코더(1716, 1718)로부터의 N개의 출력데이터는IFFT(1720)로 입력되어 OFDM 변조된다. 상기 IFFF(1720)에 의해 OFDM 변조된 심볼들(x_1 내지 x_N)은 병/직렬 변환기(1722)를 통해 직렬 데이터로 변환되어 상기 부반송파들을 통해 전송된다.

<107> 다음으로, 상기 도 18을 참조하여 수신장치를 살펴보면, 수신신호는 직/병렬 변환기(1810)에 의해 병렬 형태의 변조 심볼들(x_1 내지 x_N)로 출력된다. 상기 변조 심볼들(x_1 내지 x_N)은 FFT(1812)에 의해 고속 푸리에 변환되어 블록 코딩된 정보 데이터들(X_1 내지 $X_{N-(r-2)}$) 및 부가 정보 데이터($X_{N-(r-3)}$ 내지 X_N)로 출력된다. 상기 FFT(1812)로부터 출력되는 상기 블록 코딩된 정보 데이터들(X_1 내지 $X_{N-(r-2)}$) 및 부가 정보 데이터($X_{N-(r-3)}$ 내지 X_N)는 복수의 디코더들(1814, 1816)로 균등하게 분배된다. 예컨대, 상기 도 18에서는 두 개의 디코더들(1814, 1816)을 게시하고 있다. 따라서, 상기 블록 코딩된 정보 데이터들 X_1 내지 $X_{N/2}$ 은 제1디코더(1814)로 입력되고, 나머지 블록 코딩된 정보 데이터들 $X_{N/2+1}$ 내지 $X_{N-(r-2)}$ 과 부가 정보 데이터 $X_{N-(r-3)}$ 내지 X_N 은 제2디코더(1816)로 입력한다. 상기 제1 및 제2디코더(1814, 1816) 각각은

상기 입력되는 정보 데이터 또는 부가 정보 데이터에 대해 경판정 디코딩을 수행하여 정보 데이터들(k_1 내지 $k_{N-(r-2)}$)과 부가 정보 데이터($k_{N-(r-3)}$ 내지 k_N)를 출력한다. 한편, 상기 제1 및 제2디코더(1814, 1816)는 상기 도 2를 참조하여 설명한 바와 같이 여러 정정을 수행한다. 상기 디코더들(1814, 1816)로부터 디코딩된 데이터는 정보 데이터와 부가 정보 데이터를 포함한다. 상기 부가 정보 데이터는 송신장치에 의해 삽입된 적어도 하나의 지시자 비트들 의미한다. 상기 디코딩된 데이터는 지시자 제거부(1818)로 입력된다. 상기 지시자 제거부(1818)는 상기 디코딩된 데이터에 포함된 부가 정보 데이터인 적어도 하나의 지시자 비트를 제거하고, 나머지 데이터인 정보 데이터 $k_1 \sim k_{w-(r-2)}$ 만을 출력한다. 상기 지시자 제거부(1818)로부터 출력되는 정보 데이터 k_1 내지 $k_{w-(r-2)}$ 는 병/직렬 변환기(1820)에 의해 직렬 데이터로 변환되어 디-맵퍼(1822)에 입력된다. 상기 디-맵퍼(1822)는 상기 병/직렬 변환기(1820)로부터의 직렬 데이터를 원래 데이터로 복조한다.

<108> 3. QPSK, N=8일 때 제안한 블록 코딩 방식

<109> 제안방식은 BPSK 뿐만 아니라 M-ary PSK 변조방식에도 적용할 수 있다. QPSK, N=8인 경우 총 48개의 경우의 수가 있는데, 이 중에서 3dB 이하의 PAPR을 갖는 부호어는 45개로 부호율은 5/8이다. BPSK, N=8인 경우의 6/8보다 낮은 것을 알 수 있다. 게다가, 45개 중에서 상보 시퀀스는 44.5개로 부호율은 4.5/8가 된다. 이것은 QPSK인 경우에 3dB이하의 PAPR을 갖는 부호어의 수가 적다는 것을 나타낸다. 도 11에 부반송파의 수에 따른 최대 부호율을 나타냈다. 상기도 11에서 보여지고 있는 바와 같이 PAPR을 3dB로 제한한다면 부호율의 손실이 작다는 것을 알 수 있으며, 변조방식으로서 QPSK가 BPSK나 8PSK에 비해서 부호율이 안 좋은 것을 알 수 있다. 실제로, 유럽의 MAGIC WAND에서는 상보 시퀀스를 이용하는 블록 코딩과 8PSK 변조방식이 사용되었다.

<110> QPSK의 경우, 심볼은 $k_s = k_{bo} + j \cdot k_{be}$ (여기서, o는 홀수, e는 짝수)로 구성되고, k_b 는 비트를 나타내고, k_s 는 심볼을 나타낸다. 제안 방식에서 부호율이 4.5/8이기 때문에 $k_{b1} \sim k_{b9}$ 는 정보 비트이고, $k_{b10} \sim k_{b12}$ 는 부가 정보 비트이다. 따라서, $k_{s5} = k_{b9} + j \cdot k_{b10}$ 으로 구성되는 k_{s5} 는 $k_{s1} \sim k_{s4}$ 와 k_{s5} 의 나머지 한 비트 k_{b9} 를 가지고, 하기 <수학식 15>에 의해서 완성된다. 또한, k_{s6} 은 하기 <수학식 16>에 의해서 결정된다.

<111> 【수학식 15】 $k_{b10} = k_{b1} \cdot k_{b2} \cdot k_{b3} \cdot k_{b4} \cdot k_{b7} \cdot k_{b8} \cdot k_{b9}$

<112> 【수학식 16】 $k_{s6} = \text{mod}(\text{mod}(k_{s2}+1, 2) \times 2 + k_{s2} + k_{s3} + k_{s5}, 4)$

<113> 여기서, $\text{mod}(x, M)$ 은 x에 대한 modulo M을 나타낸다. 결과적으로, 부호율은 4.5/8이 된다

<114> 도 12는 변조방식이 QPSK이고, 부반송파의 개수 N이 8이라 가정할 때 종래 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호의 시간축 파형을 보이고 있는 도면이며, 도 13은 변조방식이 QPSK이고, 부반송파의 개수 N이 8이라 가정할 때 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호의 시간축 파형을 보이고 있는 도면이다. 상기 도 12와 상기 도 13을 대비하여 볼 때, 상기 도 12에서의 파형이 시간축에서 큰 피크 값을 가짐에 비해 두 개의 엔코더들을 사용한 블록 코딩을 적용하는 상기 도 13에서의 파형에서는 피크 값이 제한되는 것을 확인할 수 있다.

<115> 도 19a는 변조방식이 QPSK이고, 부반송파의 개수 N이 32라 가정할 때 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호의 시간축 파형을 보이고 있는 도면이며, 도 19b는 변조방식이 QPSK이고, 부반송파의 개수 N이 64라 가정할 때 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호의 시간축 파형을 보이고 있는 도면이다. 도 19c는 변조방식이

QPSK이고, 부반송파의 개수 N이 128라 가정할 때 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호의 시간축 파형을 보이고 있는 도면이며, 도 19d는 변조방식이 QPSK이고, 부반송파의 개수 N이 256이라 가정할 때 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호의 시간축 파형을 보이고 있는 도면이다.

<116> 도 14는 변조방식이 QPSK이고, 부반송파의 개수 N이 8이라 가정할 때 종래 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호 궤적(constellation trajectory)을 보이고 있는 도면이며, 도 15는 변조방식이 QPSK이고, 부반송파의 개수 N이 8이라 가정할 때 본 발명의 실시 예에 따른 OFDM 이동통신시스템에서의 OFDM 신호 궤적(constellation trajectory)을 보이고 있는 도면이다. 상기 도 14와 상기 도 15를 대비하여 볼 때, QPSK에서 본 발명의 실시 예에 따른 블록 코딩 방식을 적용할 시 OFDM 신호가 특정 영역에 밀집되어 나타나고 있음을 알 수 있다.

<117> 마지막으로 도 16은 N=8일 때 CCDF(Complementary Cumulative Distribution Function)를 나타낸다. 상보 시퀀스를 이용하는 블록 코딩을 하였을 경우 PAPR이 3dB로 제한되기 때문에 3dB 이상의 PAPR을 가질 확률은 0이 된다.

【발명의 효과】

<118> 상술한 바와 같이 상보 시퀀스를 이용하는 블록 코딩은 3dB이하로 PAPR을 감소시킬 수 있고, 여러 정정 능력을 가지고 있어 코딩 이득을 얻을 수도 있다. 그러나, 부반송파의 수가 증가하면 할수록 부호율이 떨어진다는 단점을 가지고 있다. 본 발명에서는 부반송파의 수가 많을 때 PAPR 저감을 위해 기존의 블록코딩 방법과는 달리 스펙트럼 효율이 향상된 블러코딩 방법을 제안하였다. 즉, 1개의 EN 블록 대신 2개의 EN/2 블록을 사용할 때 모든 입력을 정보로

사용하지 않고 일부를 부가정보로 사용하여 6dB가 될 것을 3dB로 감소시키고, 해밍(Hamming) 최소거리를 유지하므로 에러 정정 능력이 보존된다. 또한, EN 블록이 EN/2 블록으로 작아지기 때문에 디코딩도 쉬워진다. 부호율을 $\frac{w}{2^{w-1}}$ 에서 $\frac{w}{2^{w-2}}$ 로 높여서 기존 블록코딩 기법을 사용하는 PAPR 저감방식의 스펙트럼 효율을 3dB 개선시켰다. 한편, 본 발명의 실시 예로서 제안하고 있는 방식은 반송파수에 제한 없이 사용 가능하며, M-ary PSK 변조방식에 대해서 적용 가능하다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

송신하고자 하는 데이터를 직/병렬 변환하고, 상기 병렬 변환한 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})에 대해 블록 코딩을 수행하는 복수의 엔코더들(t)을 구비하는 직교주파수분할다중 방식의 이동통신시스템의 송신장치에서 복수($N=2^r$)의 부반송파들을 통해 송신되는 신호의 피크전력 대 평균전력 비를 감소시키는 방법에 있어서,

상기 병렬 변환된 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})의 일부 또는 전부를 입력하여 상기 블록 코딩을 통해 상보 시퀀스가 출력되도록 하는 적어도 하나의 지시자 비트(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 생성하는 과정과,

상기 병렬 변환된 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})과 함께 상기 적어도 하나의 지시자 비트(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 상기 복수의 엔코더들에 동일한 수($2^r/t$)로 분배하여 상기 블록 코딩을 수행하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 2】

제1항에 있어서, 상기 지시자 비트의 수는 상기 부반송파의 수($N=2^r$)에 의해 $r-2$ 로 결정 함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 3】

제1항에 있어서, 상기 지시자 비트는 BPSK를 변조방식으로 하는 경우 하기 <수학식 17>에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$【수학식 17】 \quad k_{2r} = -k_2 \cdot k_r \cdot k_{r+2}$$

$$k_{2r-i} = k_1 \cdot k_{r-i} \cdot k_{r+1}, \quad i=1, \dots, (r-3)$$

【청구항 4】

제1항에 있어서, 상기 지시자 비트는 QPSK를 변조방식으로 하는 경우 하기 <수학식 18>에 의해 생성함을 특징으로 하는 상기 방법.

$$【수학식 18】 \quad k_{b10} = k_{b1} \cdot k_{b2} \cdot k_{b3} \cdot k_{b4} \cdot k_{b7} \cdot k_{b8} \cdot k_{b9}$$

$$k_{s6} = \text{mod}(\text{mod}(k_{s2} + 1, 2) \times 2 + k_{s2} + k_{s3} + k_{s5}, 4)$$

여기서, $\text{mod}(x, M)$ 은 x 에 대한 modulo M 을 나타냄.

【청구항 5】

송신하고자 하는 데이터를 직/병렬 변환하는 직/병렬 변환부기를 구비하는 직교주파수분할다중 방식의 이동통신시스템의 송신장치에서 복수($N=2^r$)의 부반송파들을 통해 송신되는 신호의 피크전력 대 평균전력 비를 감소시키는 장치에 있어서,

상기 병렬 변환된 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})의 일부 또는 전부를 입력하여 블록 코딩을 통해 상보 시퀀스가 출력되도록 하는 적어도 하나의 지시자 비트(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 생성하는 지시자 생성부와,

상기 병렬 변환된 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})과 함께 상기 적어도 하나의 지시자 비트(k_{r+3}, \dots, k_{2r})가 동일한 수($2^r/t$)로 분배되어 입력되고, 상기 입력에 대해 상기 블록 코딩을 수행하는 복수의 엔코더들을 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 6】

제5항에 있어서, 상기 지시자 비트의 수는 상기 부반송파의 수($N=2^r$)에 의해 $r-2$ 로 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 7】

제5항에 있어서, 상기 지시자 생성부는, BPSK를 변조방식으로 하는 경우 하기 <수학식 19>에 의해 상기 적어도 하나의 지시자 비트를 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

$$【수학식 19】 \quad k_{2r} = -k_2 \cdot k_r \cdot k_{r+2}$$

$$k_{2r-i} = k_1 \cdot k_{r-i} \cdot k_{r+1}, \quad i=1, \dots, (r-3)$$

【청구항 8】

제5항에 있어서, 상기 지시자 생성부는, QPSK를 변조방식으로 하는 경우 하기 <수학식 20>에 의해 상기 적어도 하나의 부호화 비트를 생성함을 특징으로 하는 상기 장치.

【수학식 20】 $k_{b10} = k_{b1} \cdot k_{b2} \cdot k_{b3} \cdot k_{b4} \cdot k_{b7} \cdot k_{b8} \cdot k_{b9}$

$$k_{s6} = \text{mod}(\text{mod}(k_{s2} + 1, 2) \times 2 + k_{s2} + k_{s3} + k_{s5}, 4)$$

여기서, $\text{mod}(x, M)$ 은 x 에 대한 modulo M 을 나타냄.

【청구항 9】

복수($N=2^r$)의 부반송파를 통해 수신되는 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 적용함으로서 얻어지는 상보 시퀀스들을 직/병렬 변환하고, 상기 병렬 변환된 상보 시퀀스들을 동일한 비율로 복수의 디코더들로 분배함으로서 경판정 디코딩을 수행하는 직교주파수분할다중 방식의 이동통신시스템의 수신장치에서 상기 경판정 디코딩을 통해 출력되는 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2r})로부터 데이터를 복조하는 방법에 있어서,

상기 경판정 디코딩을 통해 출력되는 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2r})의 일부를 입력하여 상기 경판정 디코딩을 통해 출력되는 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2r}) 중 적어도 하나의 부가 정보 데이터(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 선별하는 과정과,

상기 경판정 디코딩을 통해 출력되는 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2r}) 중 상기 선별된 부가 정보 데이터(k_{r+3}, \dots, k_{2r})를 제거함으로서 정보 데이터(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})를 출력하는 과정과,

상기 정보 데이터(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})로부터 원 데이터를 복조하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 10】

제9항에 있어서, 상기 부가 정보 데이터의 수는 상기 부반송파의 수($N=2^r$)에 의해 $r-2$ 로 결정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 11】

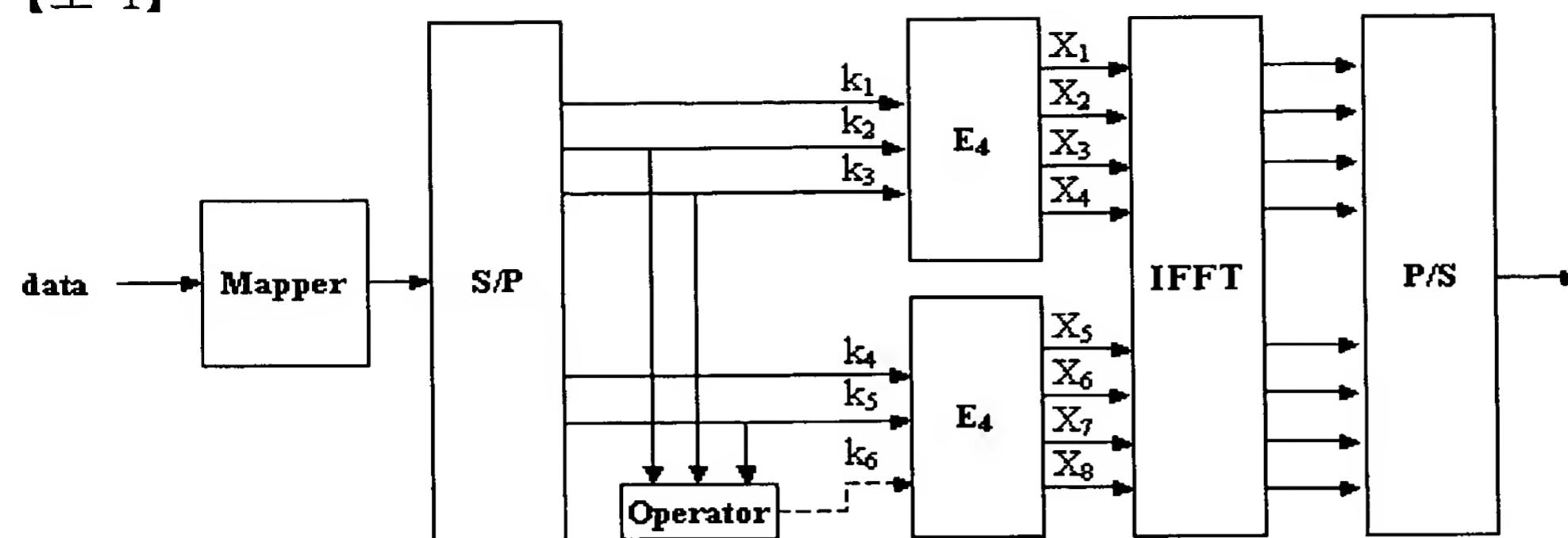
복수($N=2^r$)의 부반송파를 통해 수신되는 신호에 대해 고속 푸리에 변환을 적용함으로서 얻어지는 상보 시퀀스들을 직/병렬 변환하는 직/병렬 변환기를 구비하는 직교주파수분할다중 방식의 이동통신시스템의 수신장치에서 데이터를 복조하는 장치에 있어서,
상기 병렬 변환된 상보 시퀀스들이 동일한 비율로 분배되어 입력되고, 상기 입력에 대해 경판정 디코딩을 수행하는 복수의 디코더들과,
상기 복수의 디코더들로부터의 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2^r}) 중 적어도 하나의 부가 정보 데이터(k_{r+3}, \dots, k_{2^r})를 선별하고, 상기 경판정 디코딩을 통해 출력되는 데이터들(k_1, k_2, \dots, k_{2^r})로부터 상기 선별한 부가 정보 데이터(k_{r+3}, \dots, k_{2^r})를 제거함으로서 정보 데이터(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})를 출력하는 지시자 제거부와,
상기 정보 데이터(k_1, k_2, \dots, k_{r+2})로부터 원 데이터를 복조하는 디-맵퍼를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 12】

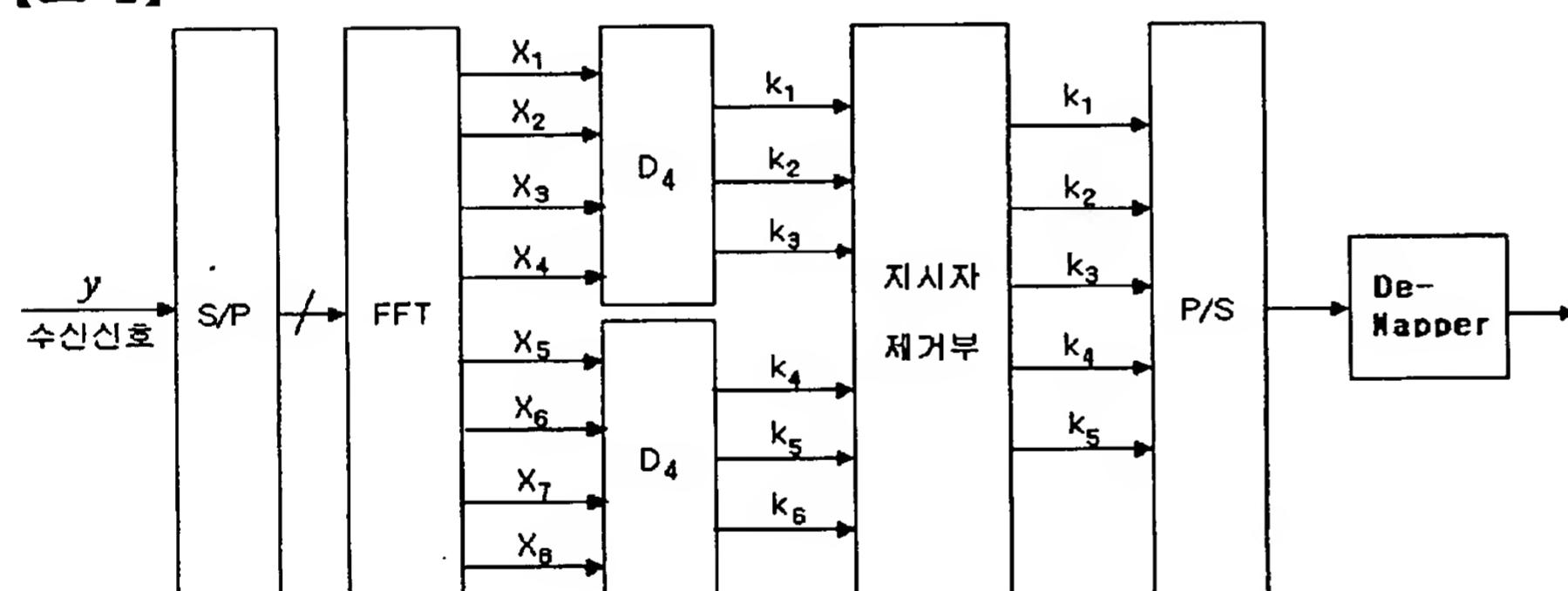
제11항에 있어서, 상기 부가 정보 데이터의 수는 상기 부반송파의 수($N=2^r$)에 의해 $r-2$ 로 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【도면】

【도 1】



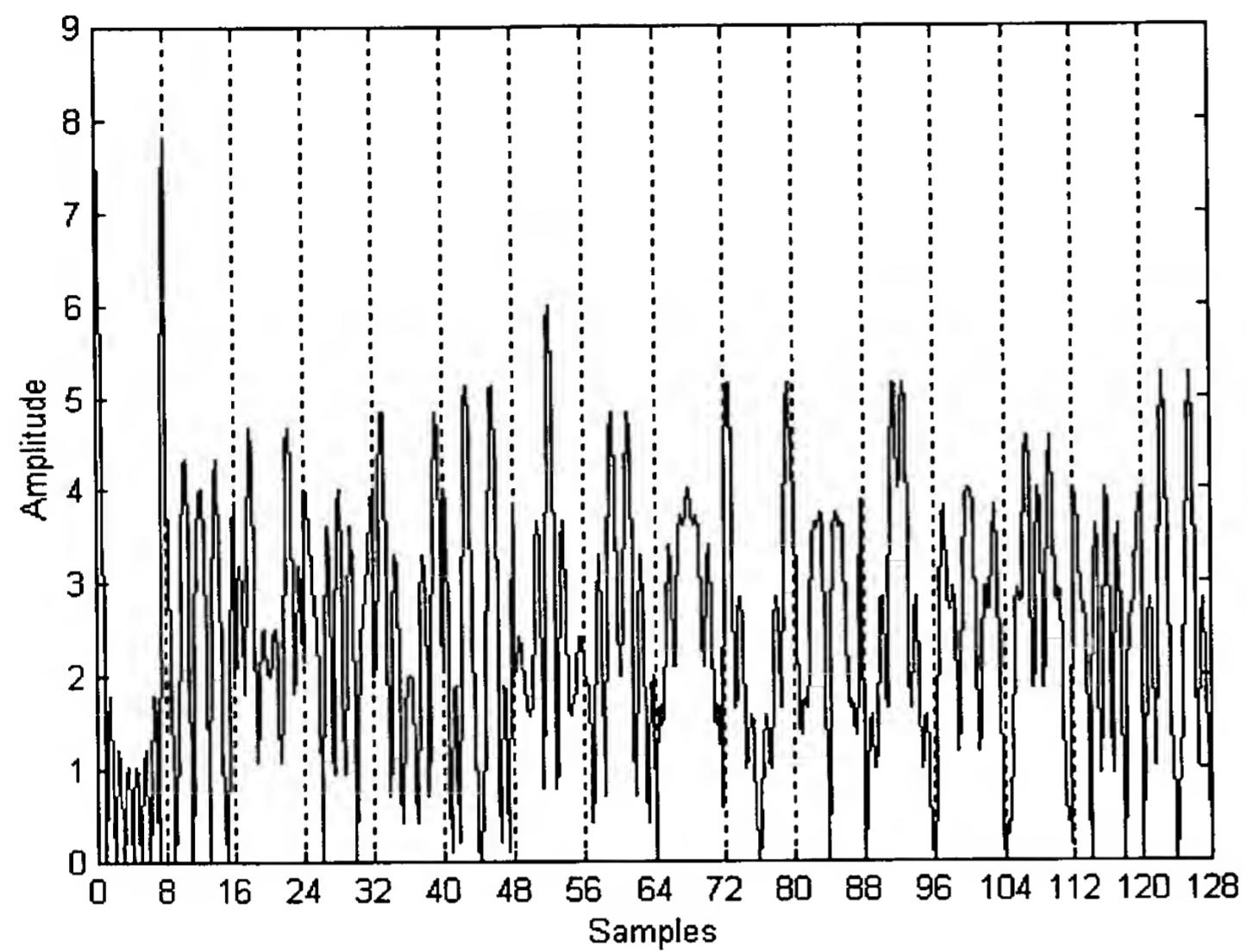
【도 2】



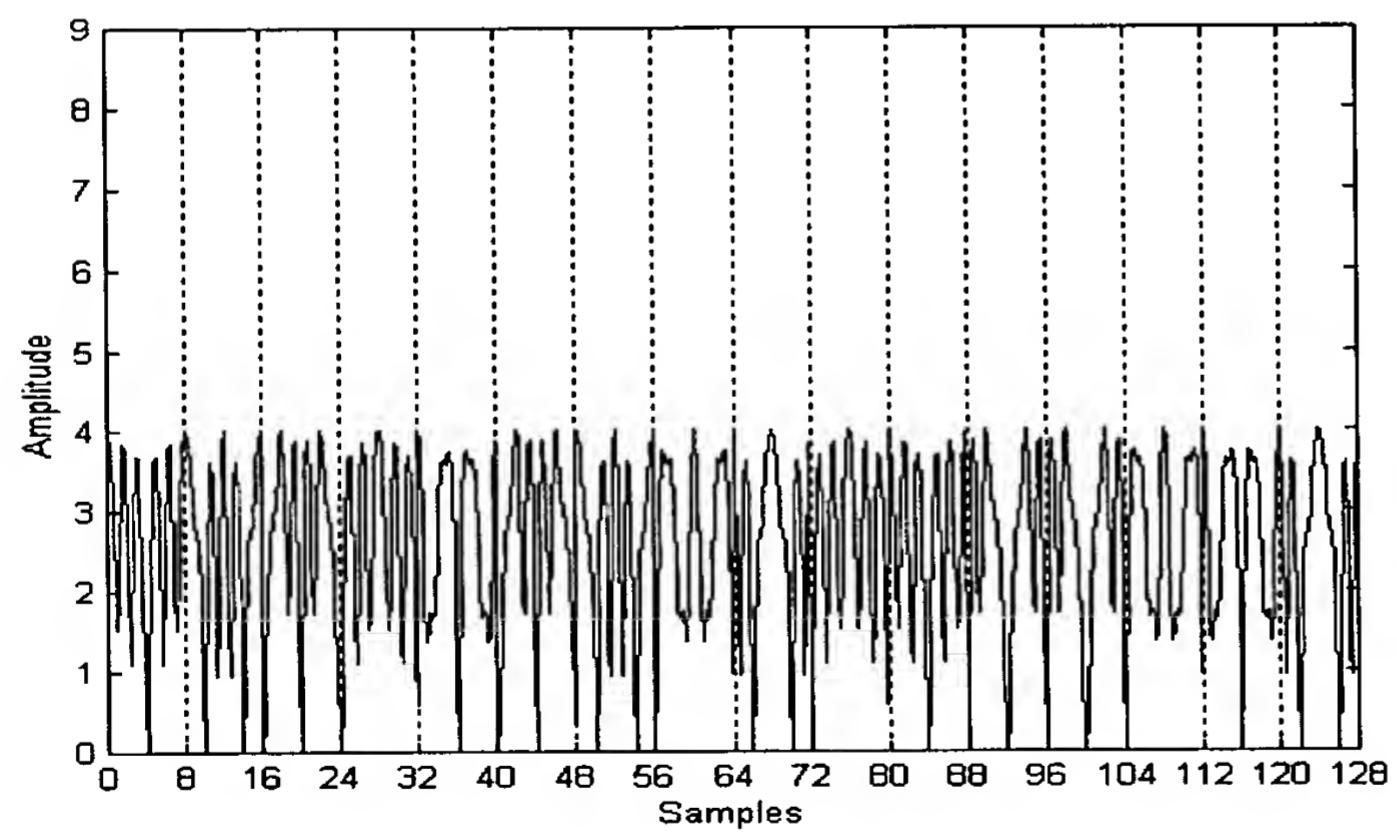
1020020044924

출력 일자: 2003/7/30

【도 3】



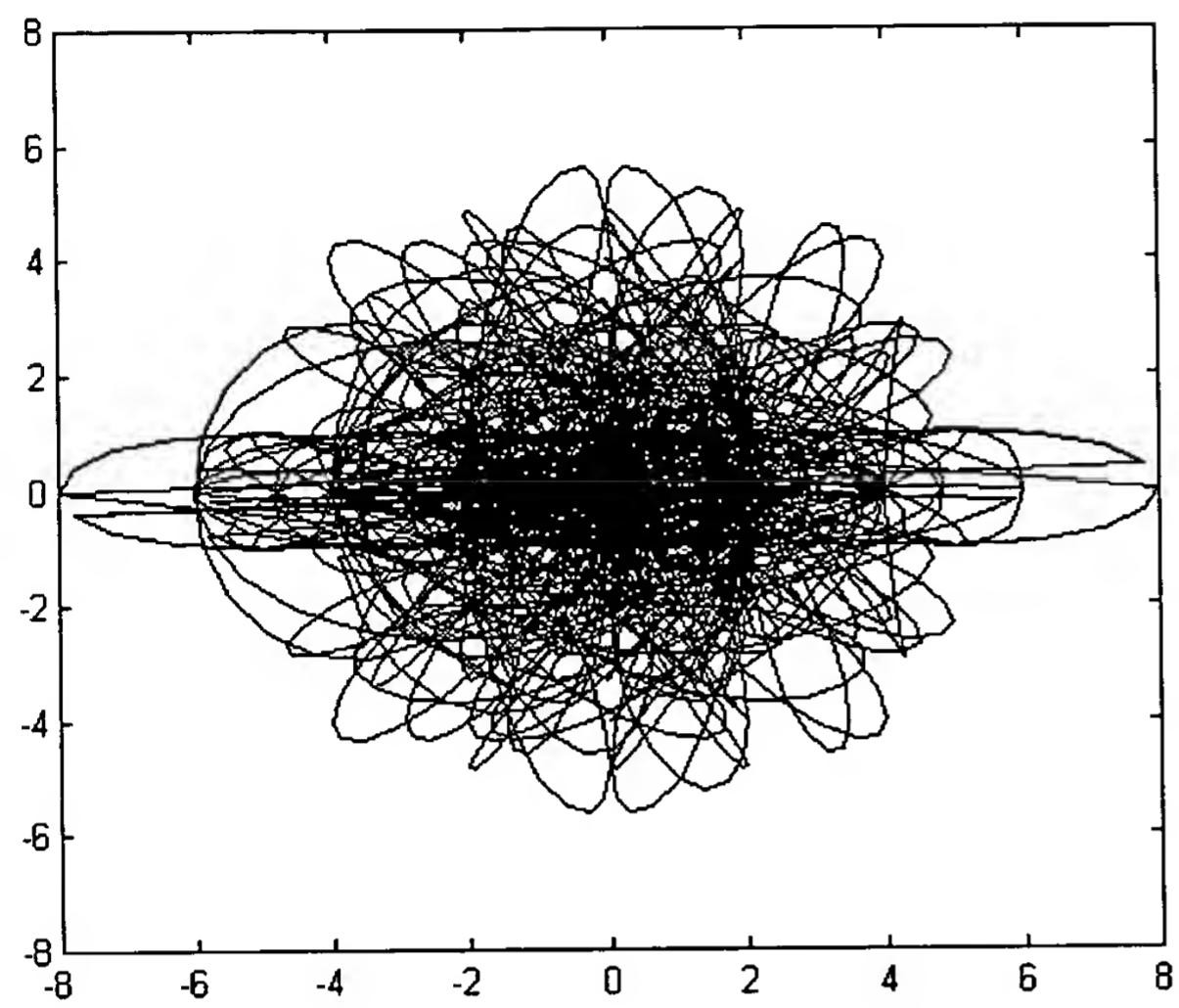
【도 4】



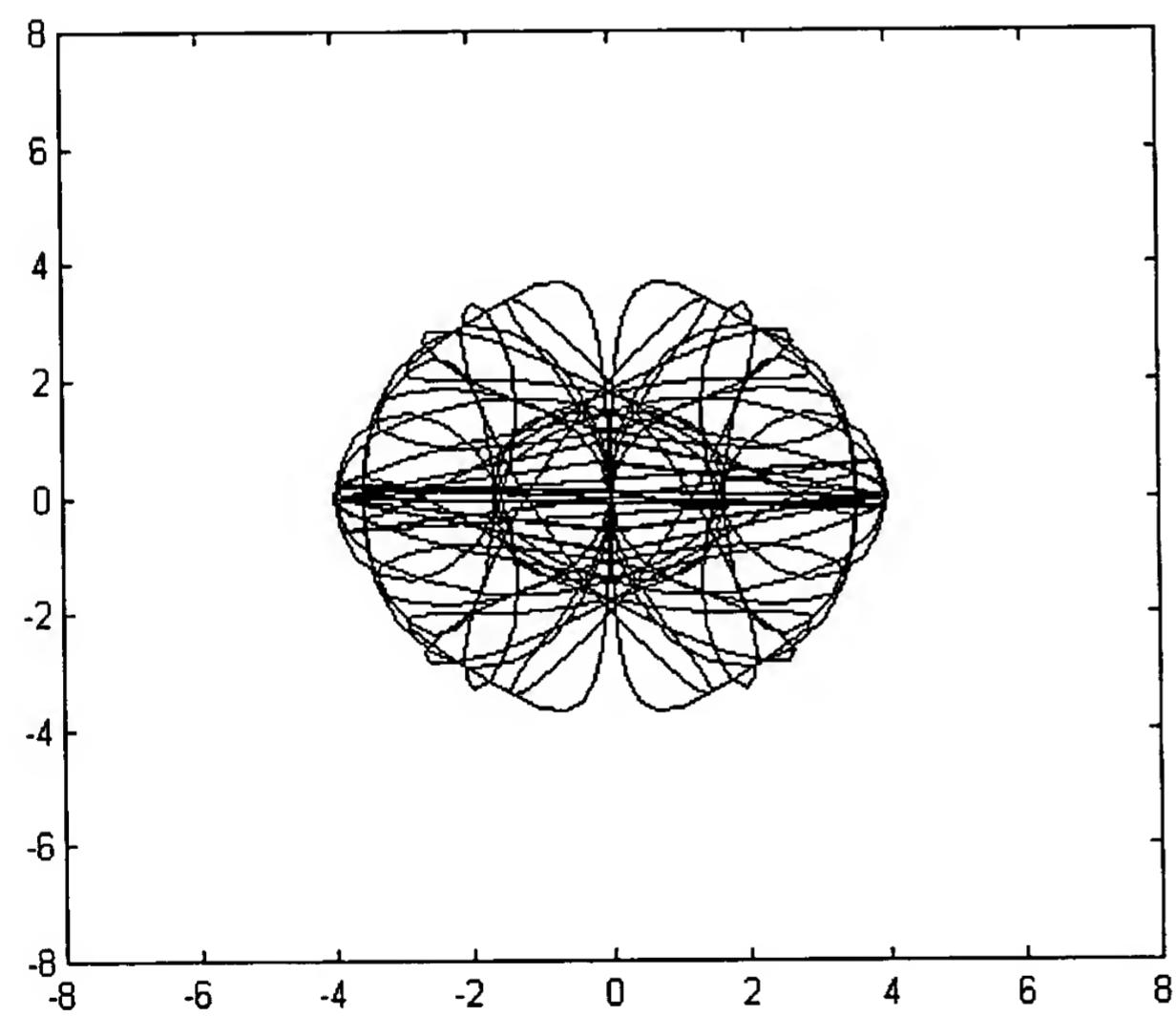
1020020044924

출력 일자: 2003/7/30

【도 5】



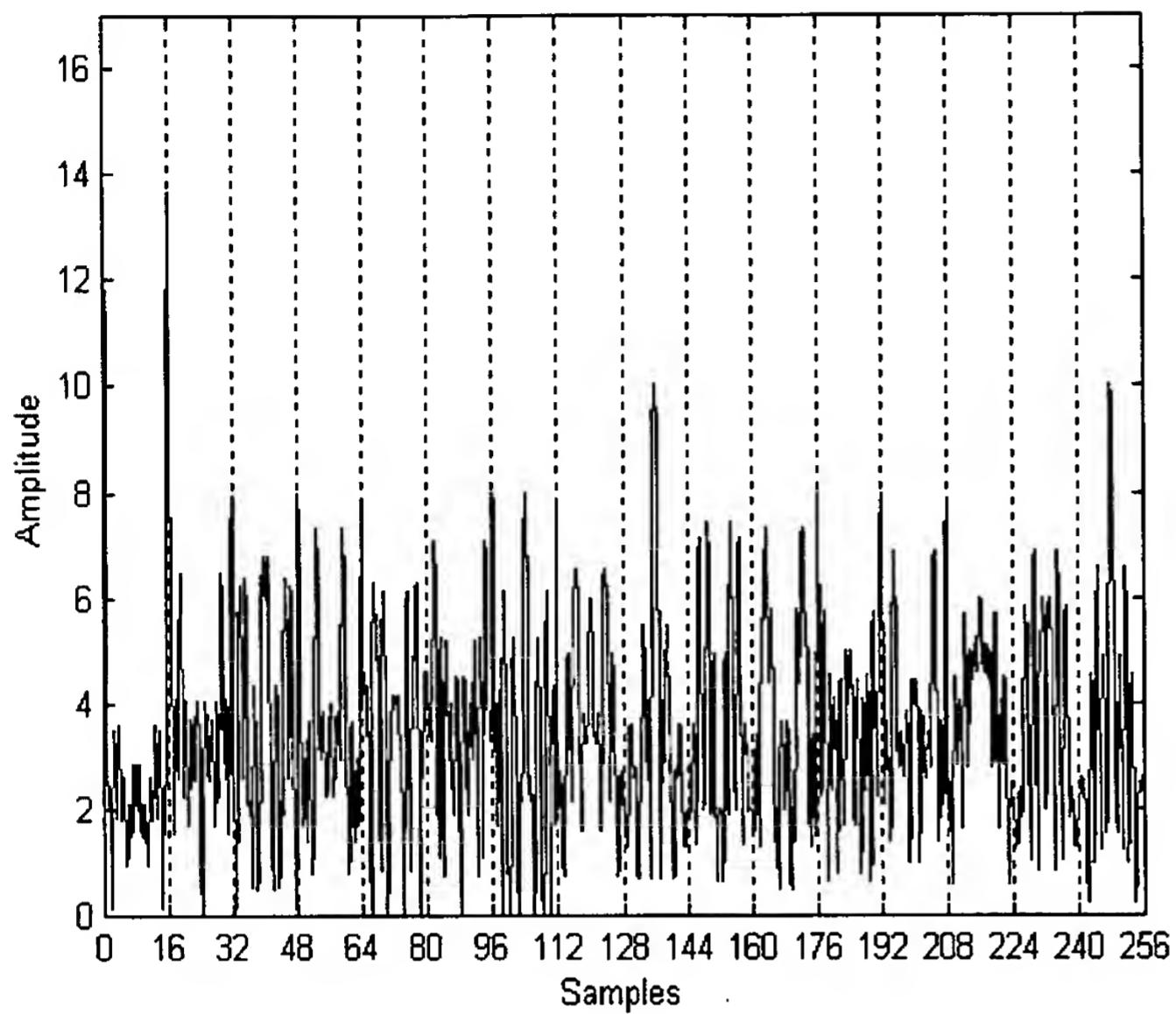
【도 6】



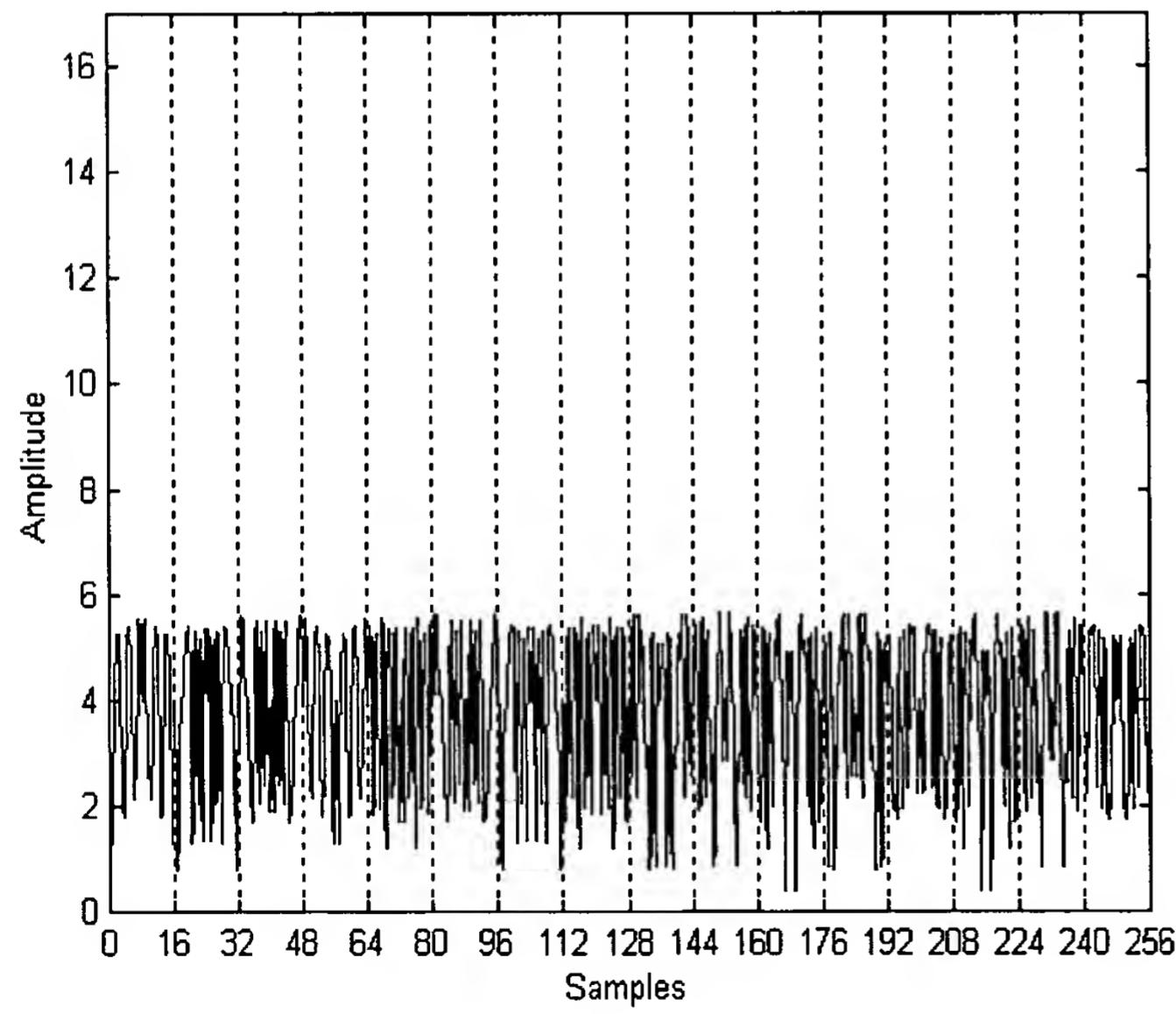
1020020044924

출력 일자: 2003/7/30

【도 7】



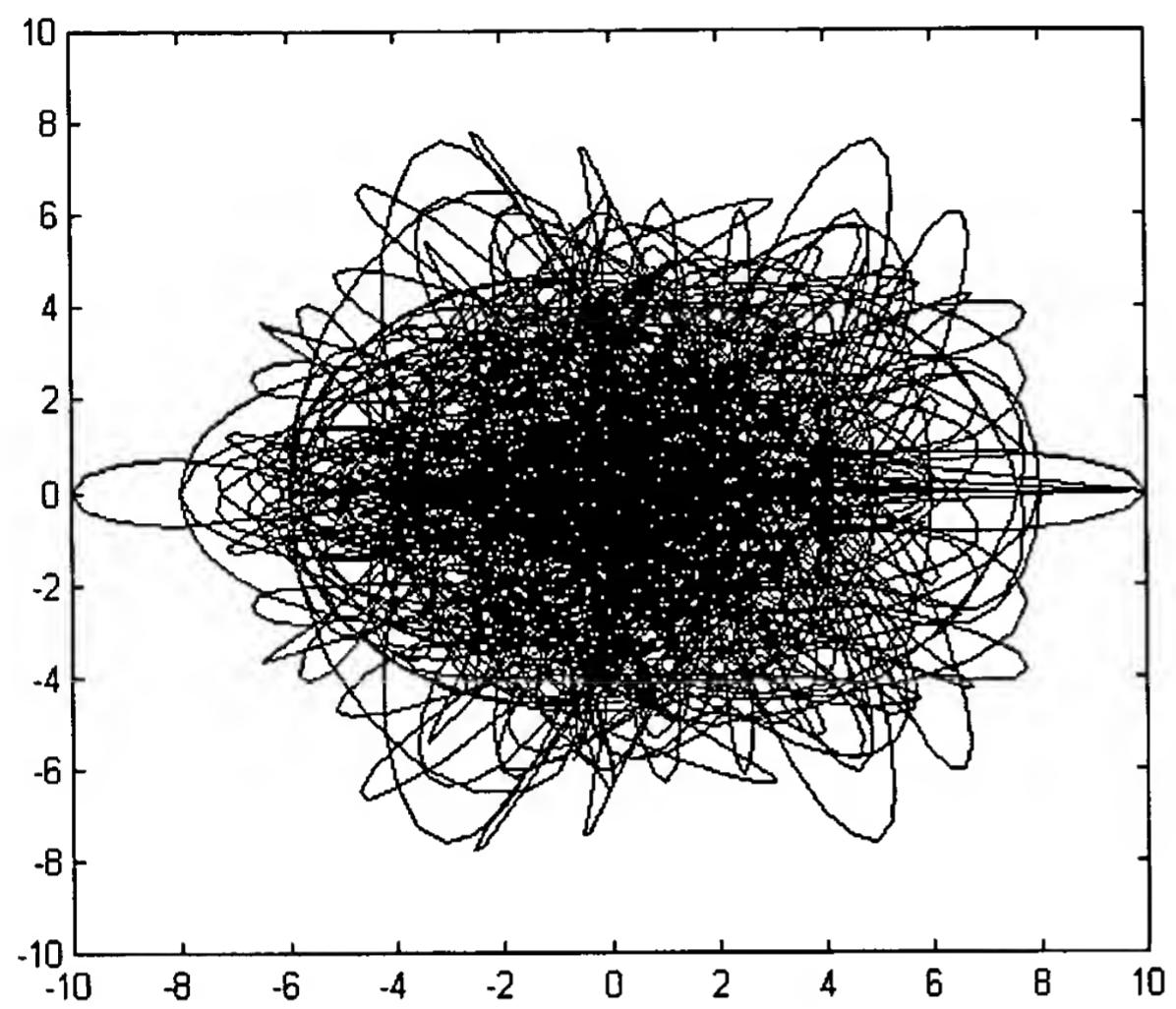
【도 8】



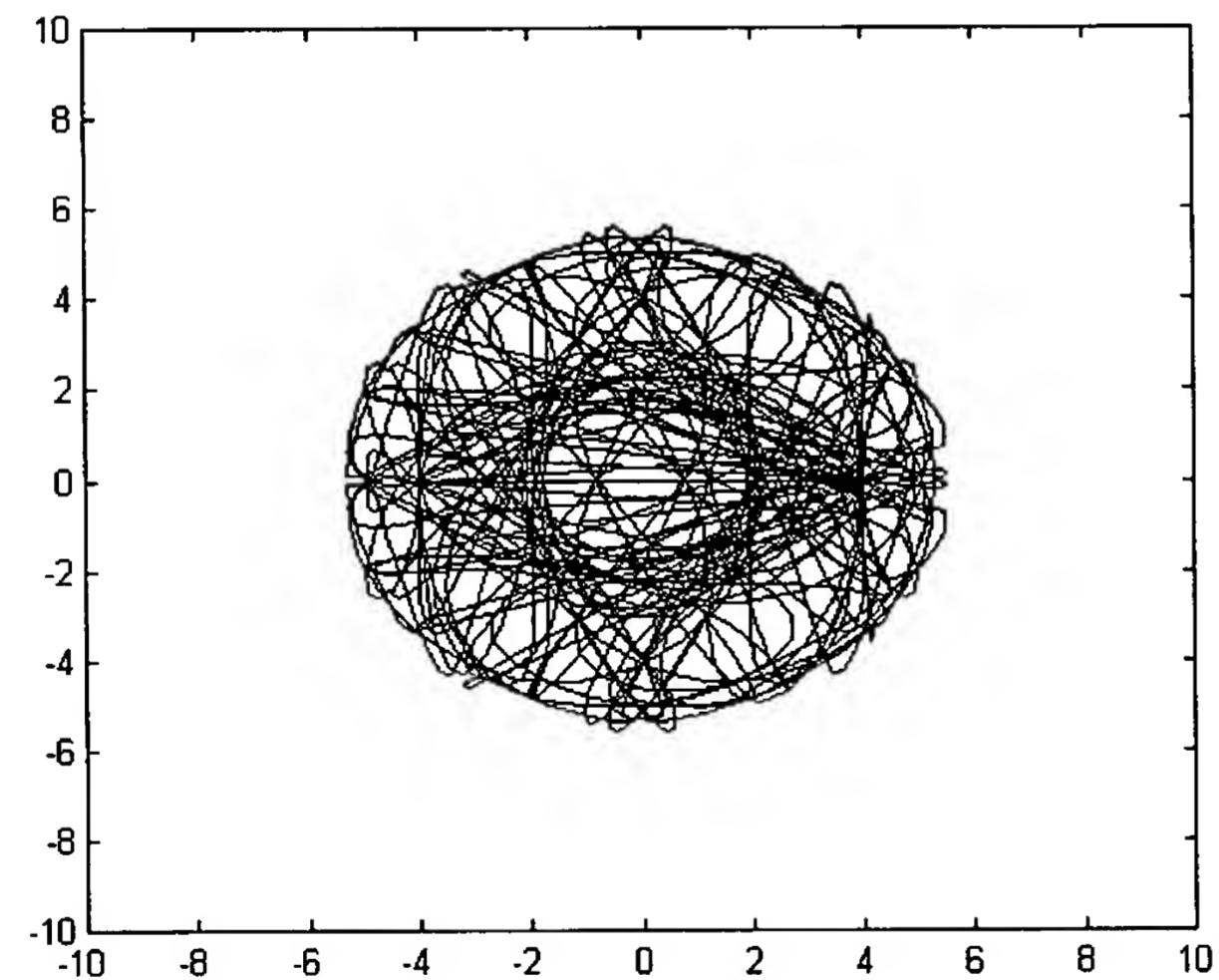
1020020044924

출력 일자: 2003/7/30

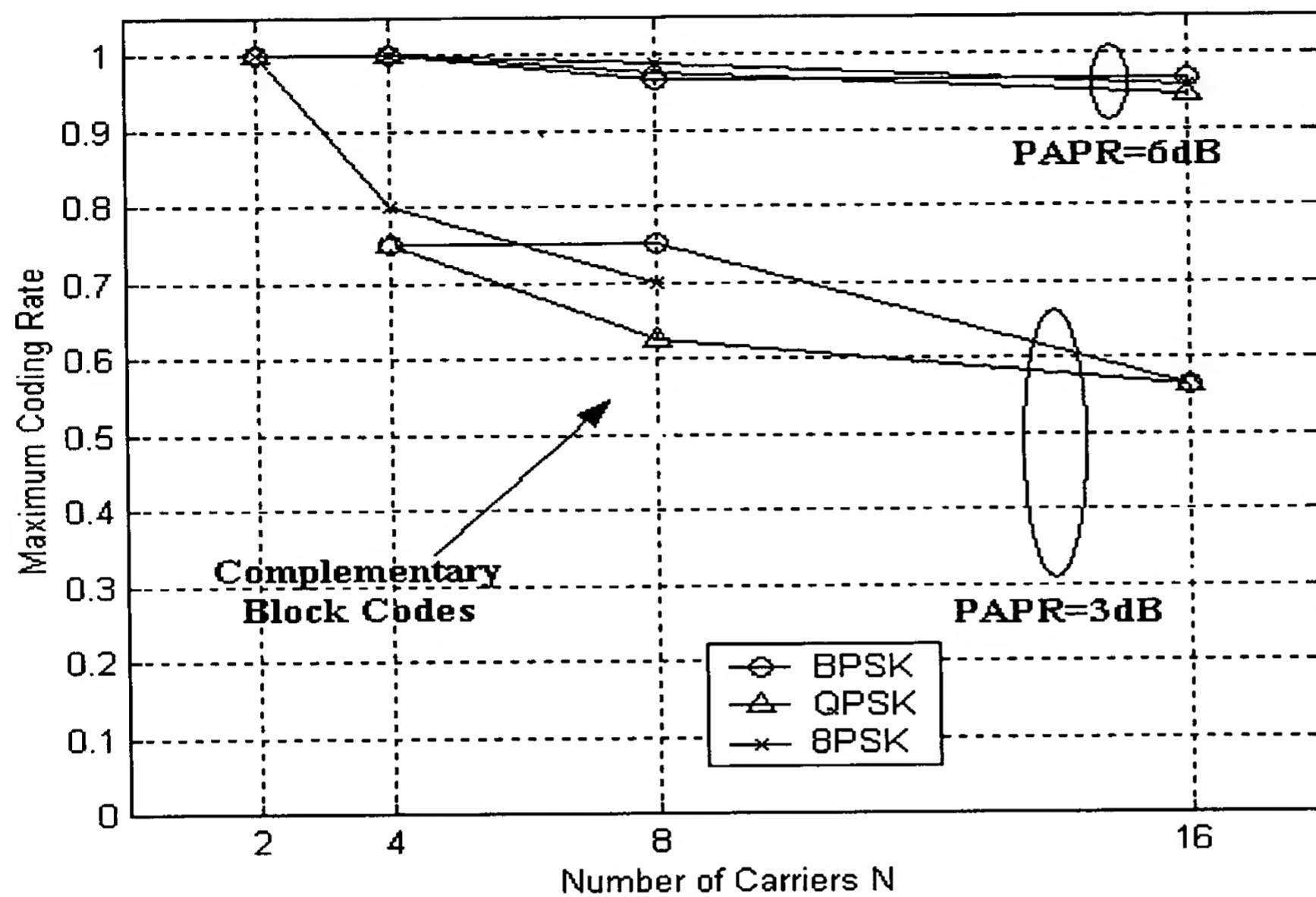
【도 9】



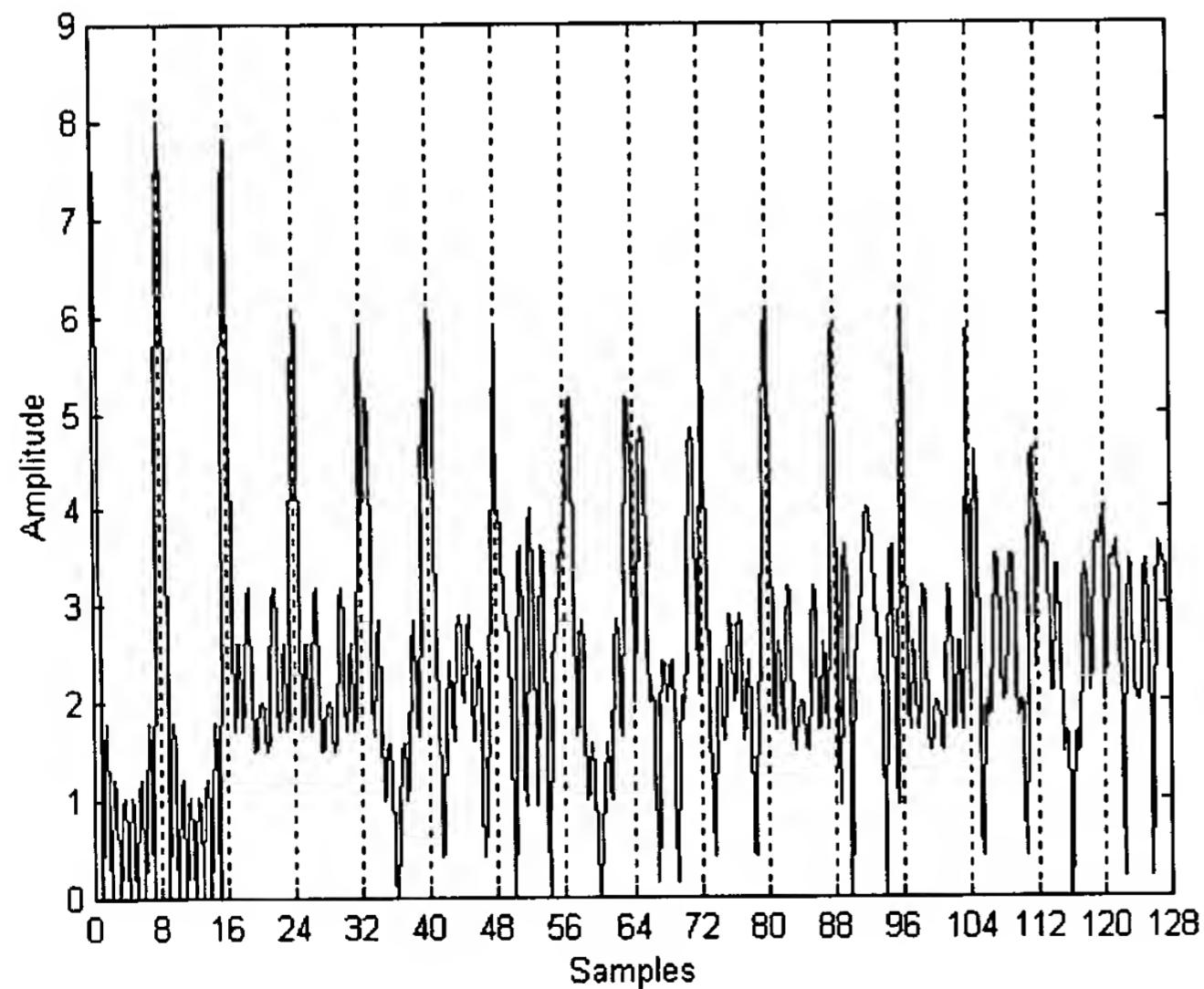
【도 10】



【도 11】



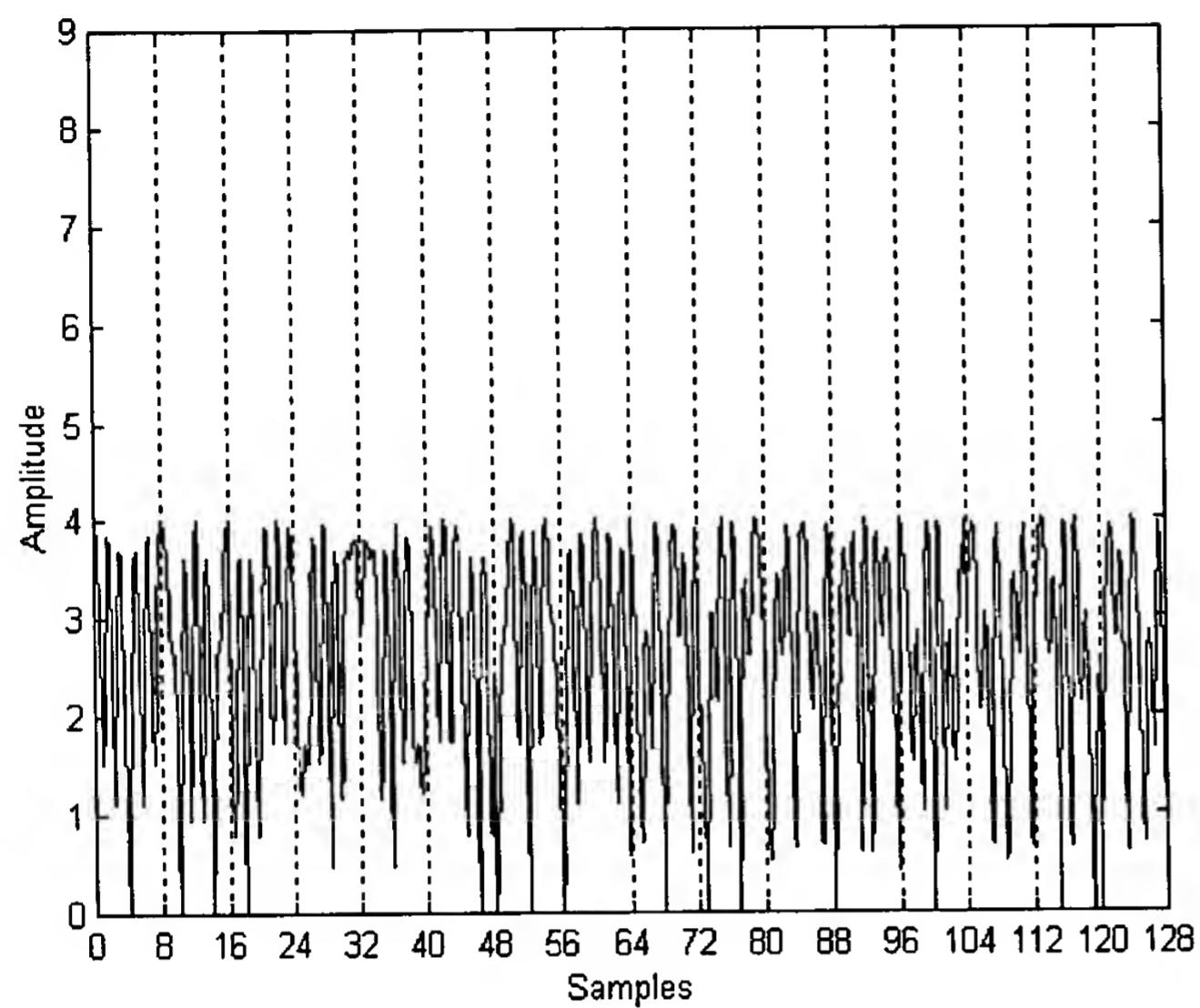
【도 12】



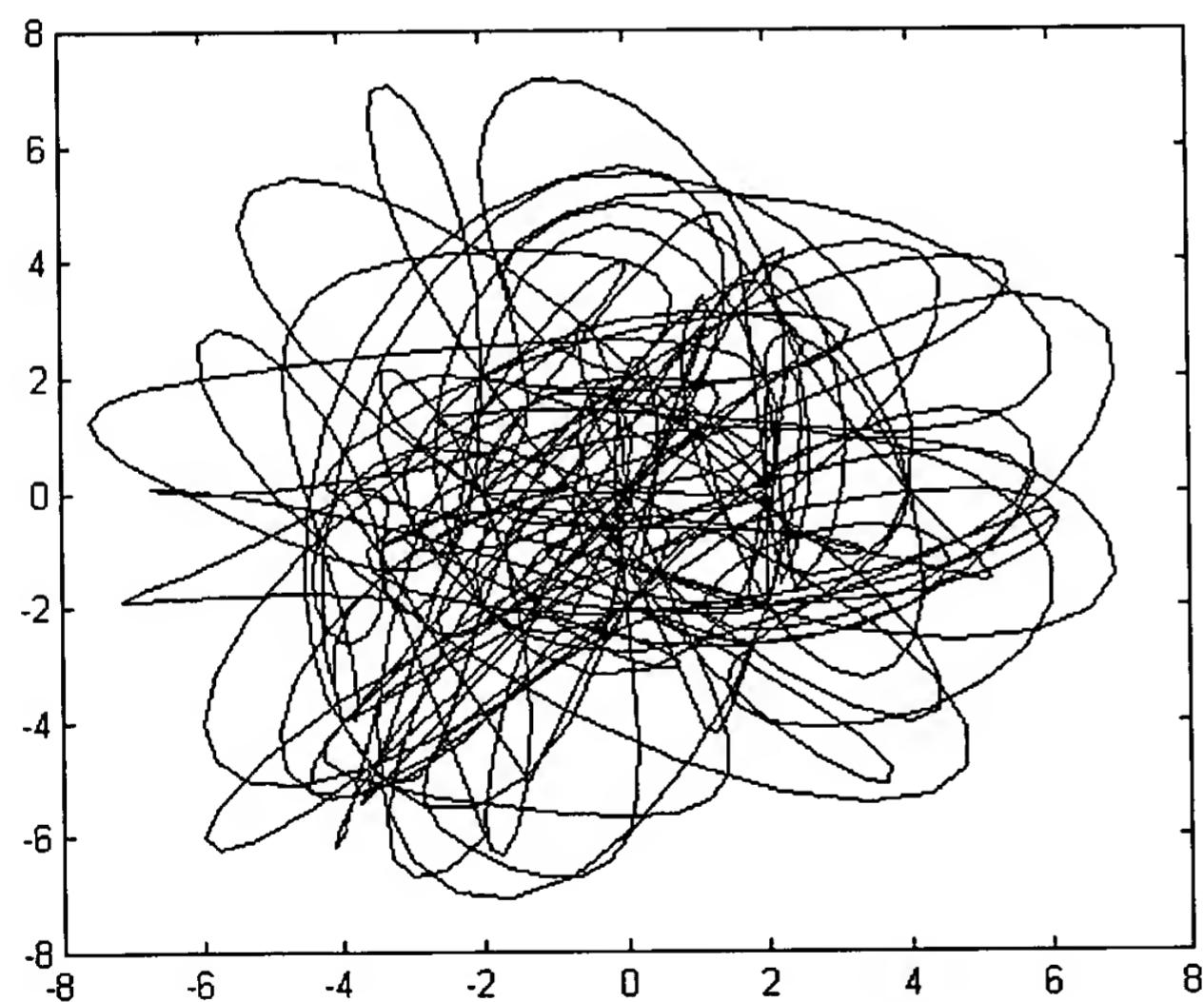
1020020044924

출력 일자: 2003/7/30

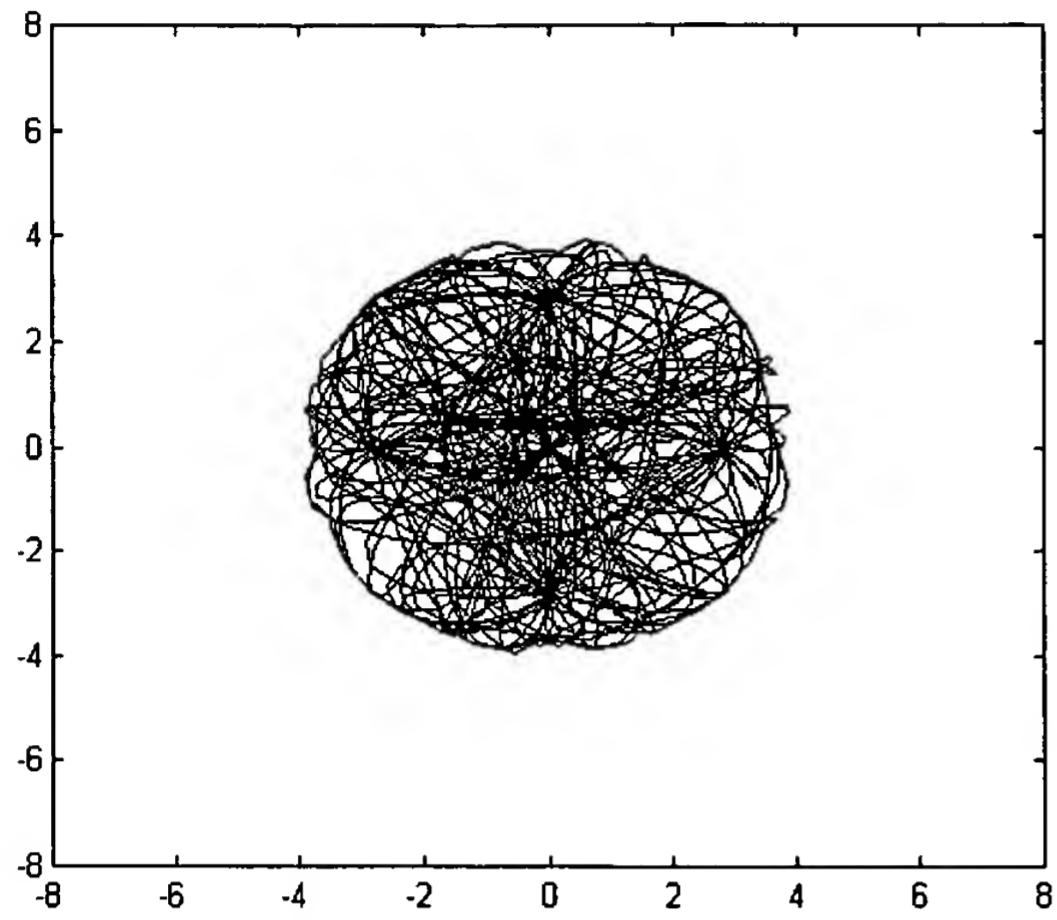
【도 13】



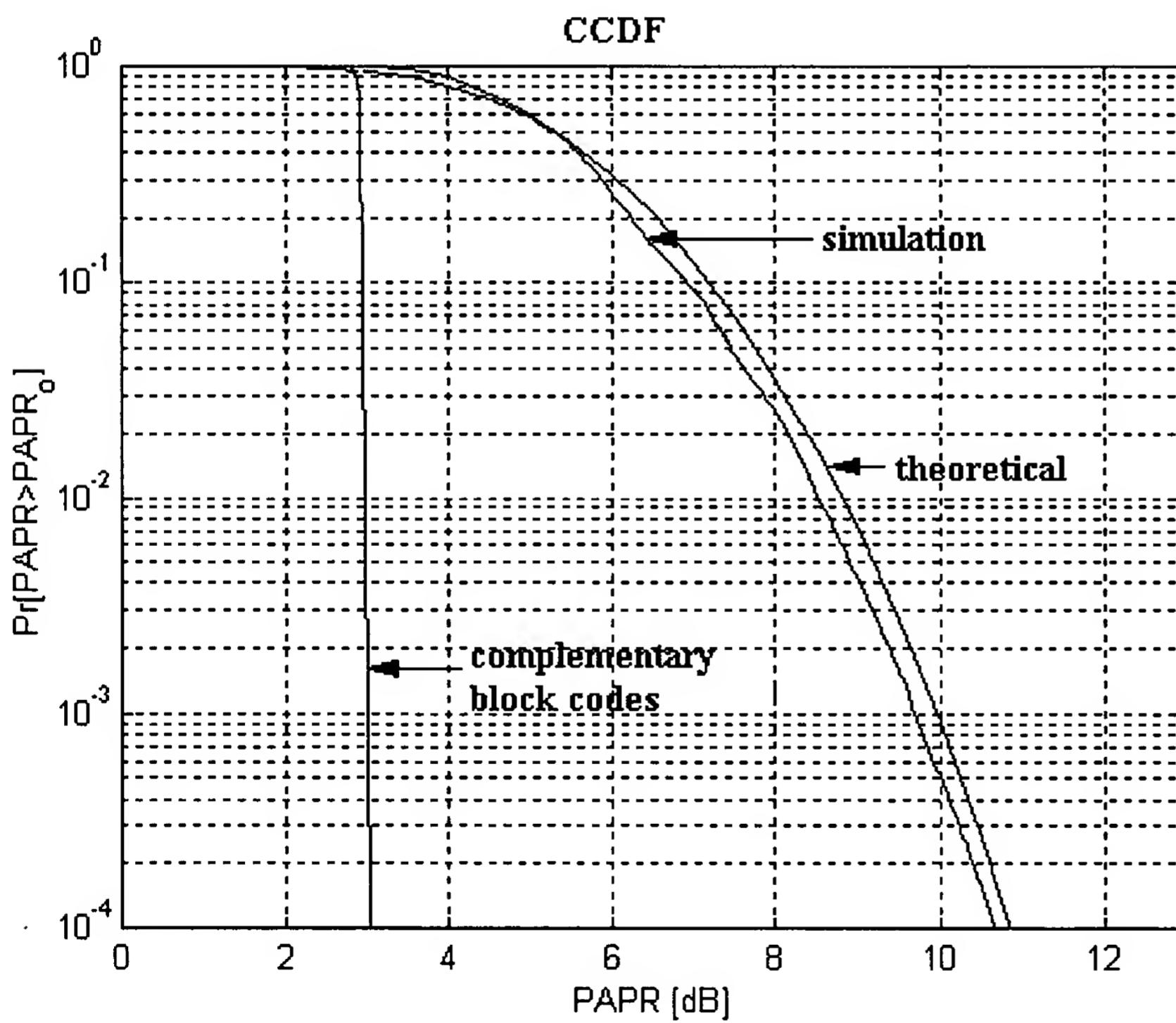
【도 14】



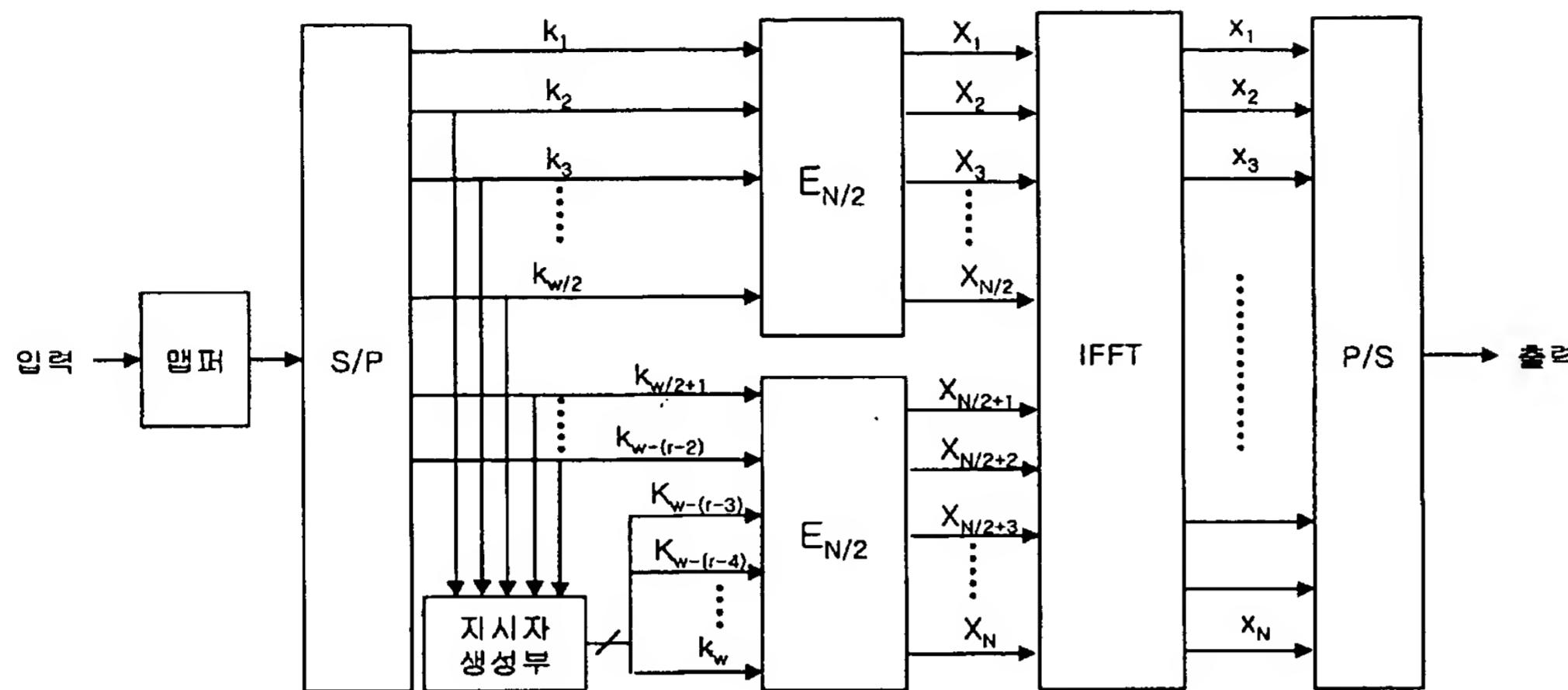
【도 15】



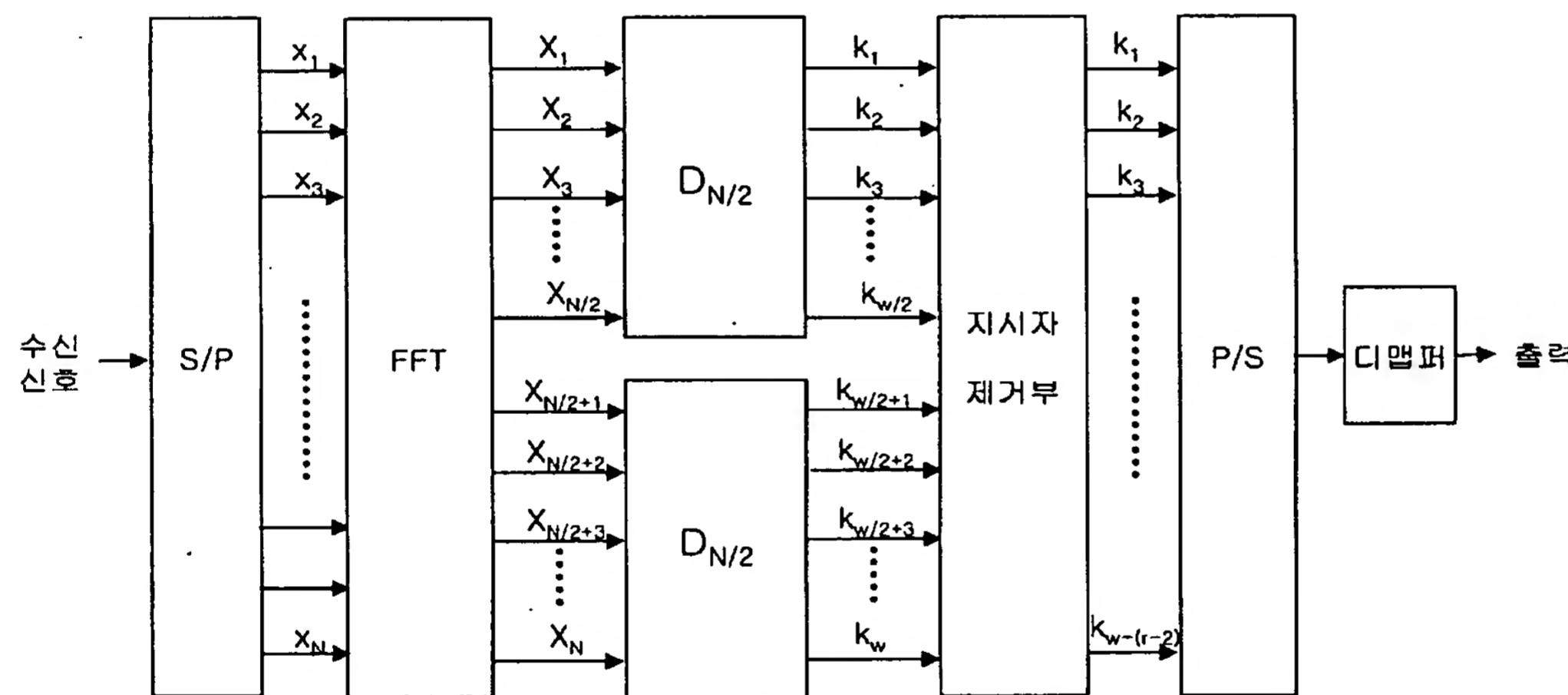
【도 16】



【도 17】



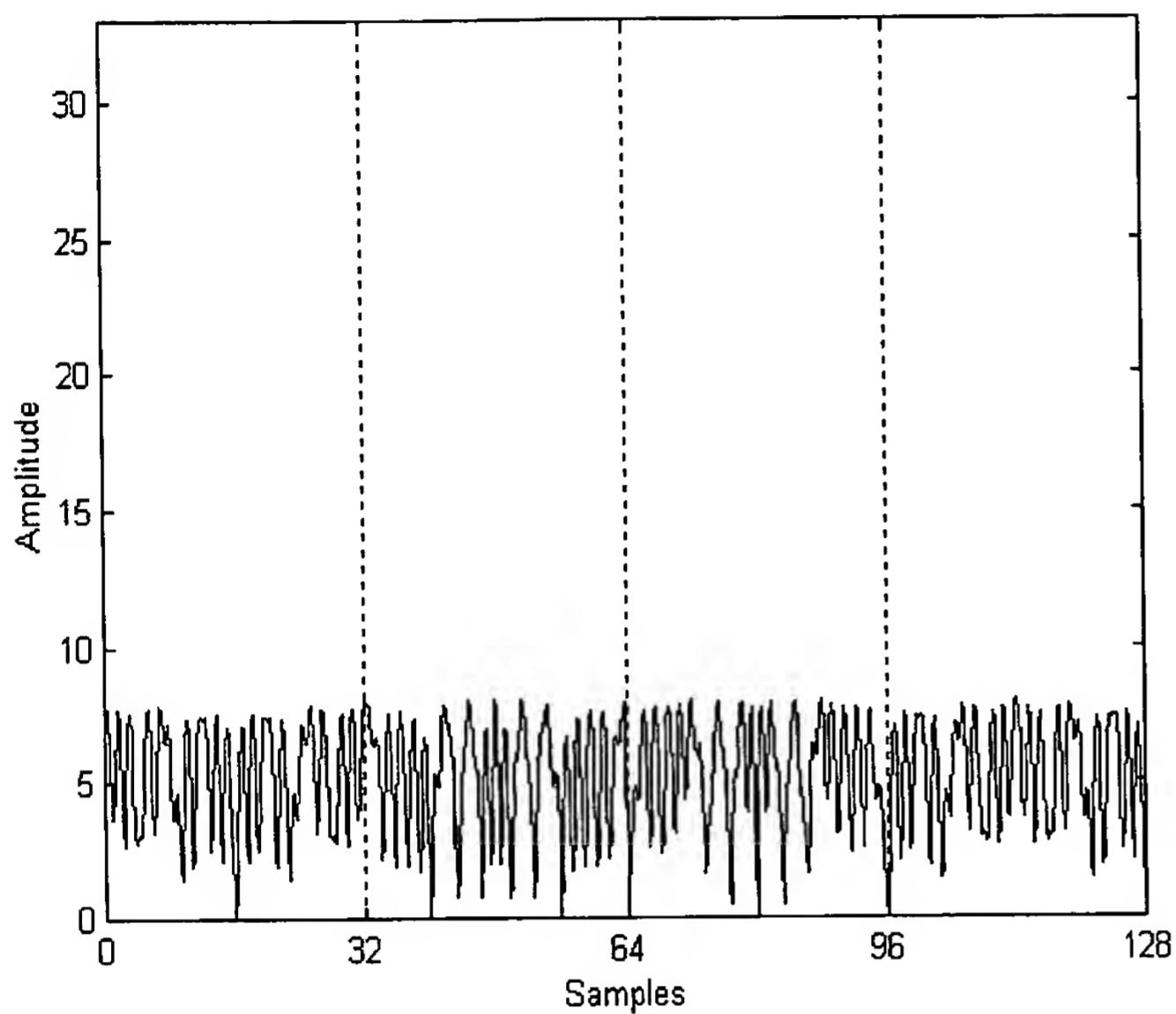
【도 18】



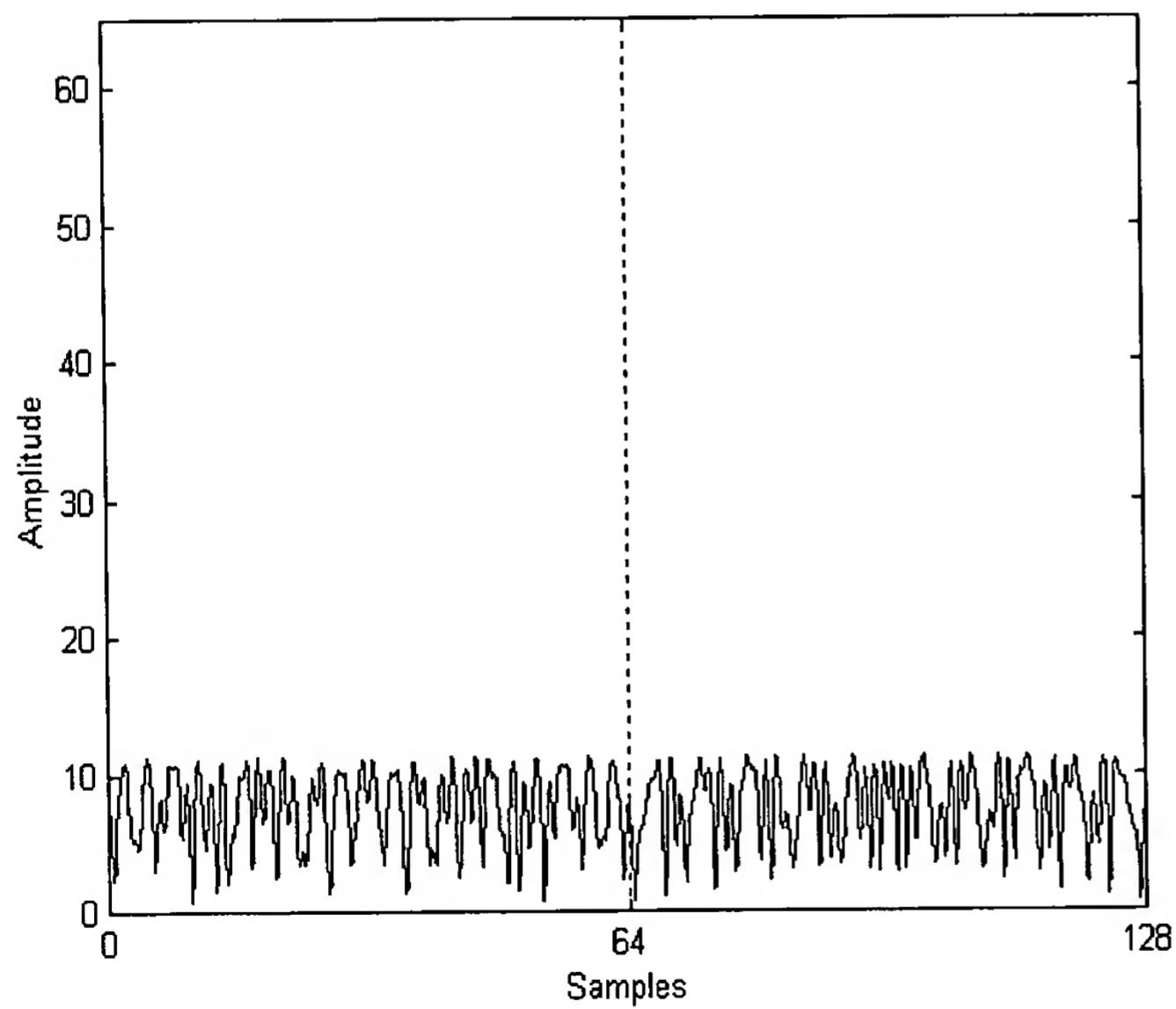
1020020044924

출력 일자: 2003/7/30

【도 19a】



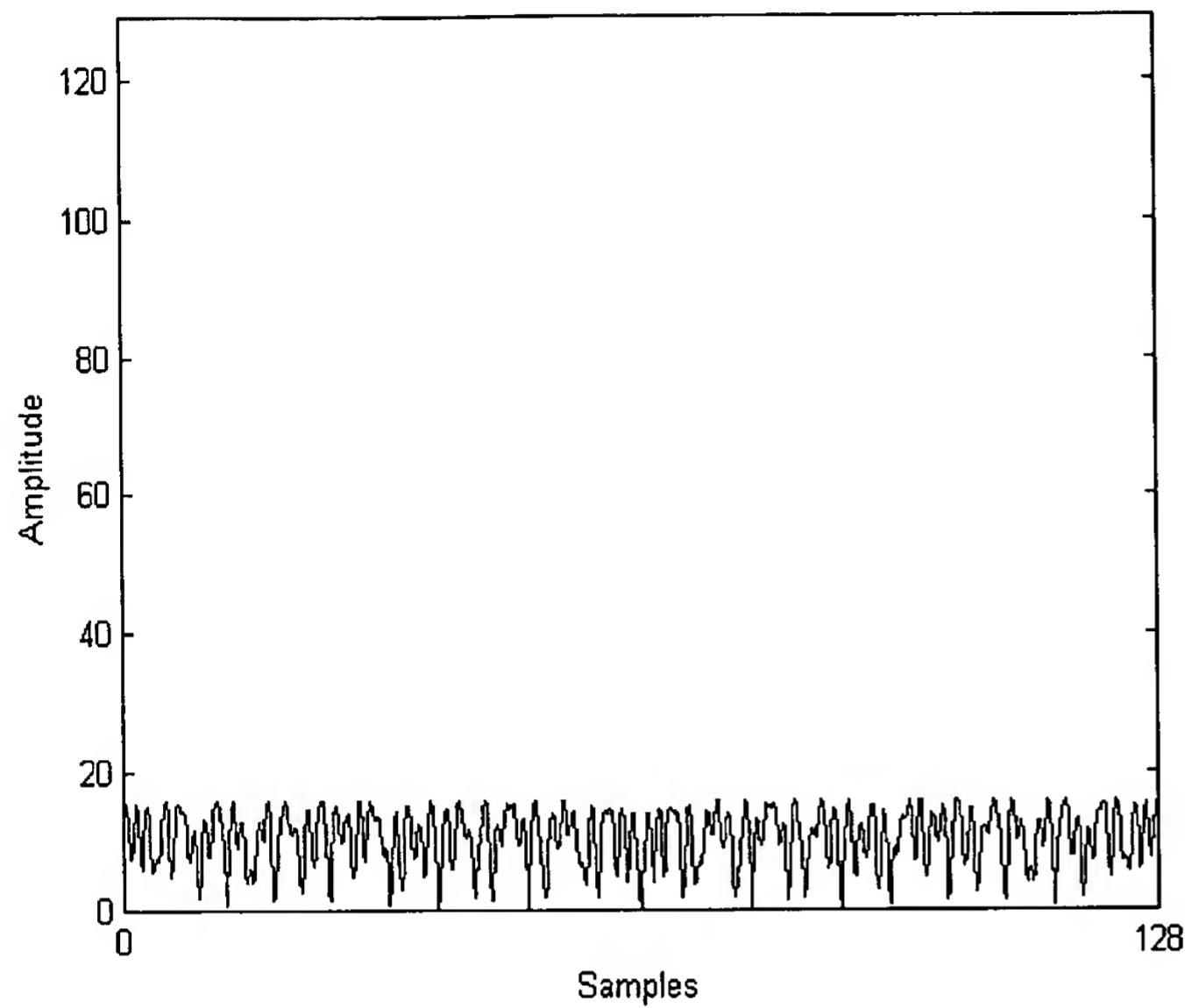
【도 19b】



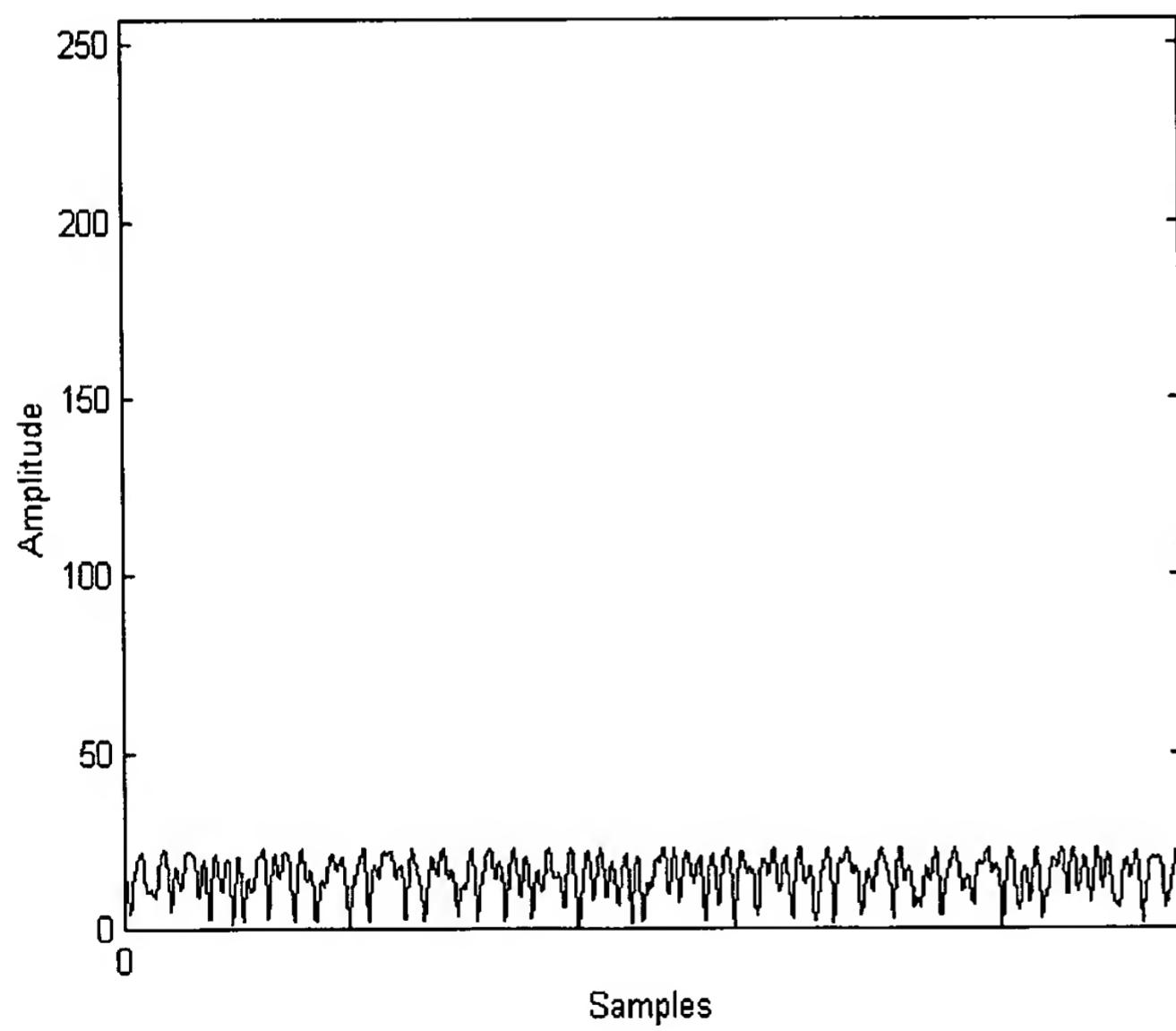
1020020044924

출력 일자: 2003/7/30

【도 19c】



【도 19d】





1020020044924

출력 일자: 2003/7/30

【도 20】

